

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

**FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y
ELECTRÓNICA.**

**CONTROL DE UN MODELO AERODINÁMICO APLICANDO
SISTEMAS DIFUSOS.**

**PROYECTO PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN
ELECTRÓNICA Y CONTROL.**

MARCO ANTONIO PINEDA CANDO

ing_mapc@hotmail.com

ATAL KUMAR VIVAS PAPUEL

kvivas@yahoo.com

DIRECTORA: ING. YADIRA BRAVO

yadibravo@yahoo.com

CODIRECTOR: ING. PATRICIO BURBANO

Quito, NOVIEMBRE 2008

DECLARACIÓN

Nosotros PINEDA CANDO MARCO ANTONIO Y VIVAS PASPUEL ATAL KUMAR, declaramos bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de nuestra autoría; que no ha sido previamente presentada para ningún grado o calificación profesional; y, que hemos consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración cedemos nuestros derechos de propiedad intelectual correspondientes a este trabajo, a la Escuela Politécnica Nacional, según lo establecido por la Ley de Propiedad Intelectual, por su Reglamento y por la normatividad institucional vigente.

Pineda Cando Marco A.

Vivas Paspuel Atal K.

CERTIFICACIÓN

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por los señores PINEDA CANDO MARCO ANTONIO Y VIVAS PASPUEL ATAL KUMAR, bajo mi supervisión.

ING. YADIRA BRAVO
DIRECTOR DE PROYECTO

AGRADECIMIENTOS

Agradezco a Dios por haberme bendecido y permitido llegar hasta esta instancia. El reconocimiento y agradecimiento especial a nuestra Directora de Tesis Ing. Yadira Bravo, por su ayuda, paciencia y tiempo dedicado en el desarrollo del presente proyecto. A Ing. Patricio Burbano, codirector del proyecto. A mis compañeros y a todas las personas que de una u otra manera me ayudaron y siempre estuvieron pendientes en que lograra este objetivo.

Marco Antonio Pineda Cando.

Agradezco a Dios por permitir que éste Proyecto culmine, a mis padres Rita y Miguel por su incansable esfuerzo, a mis hermanos por su apoyo, a mi compañero de tesis Marco Antonio por su esfuerzo, a nuestros tutores Ing. Yadira Bravo e Ing. Patricio Burbano por su ayuda y comprensión, a La Escuela Politécnica Nacional por ser parte de mi vida y a mis grandes amigos Raji y Sivananda y a todos quienes me dieron ánimo para culminar este trabajo.

Atal Kumar

DEDICATORIAS

Sin duda este trabajo va dedicado a mi Madre, mi progenitora, mi mentor, mi inspiración y lejos la mujer más abnegada a sus hijos que conozco, de quién siempre he recibido su apoyo incondicional a lo largo de toda mi vida. También quiero realizar una dedicatoria especial a la memoria de mi hermano Jonathan Alejandro, cuyo recuerdo me fortalece en momentos difíciles, y me alienta a superar cualquier obstáculo, ya que no hay mayor obstáculo que el superar su pérdida.

Marco Antonio Pineda Cando.

A mis padres; Rita y Miguel por su inagotable esfuerzo, su amor incondicional y su apoyo en todos mis esfuerzos.

Atal Kumar

CONTENIDO

DECLARACIÓN.....	ii
CERTIFICACIÓN.....	iii
CONTENIDO	viii
RESUMEN.....	x
RESENTACIÓN.....	xi
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1. FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA PROPUESTO.....	2
1.2. DESCRIPCIÓN DE LA PLANTA.....	3
1.2.1. MODELO MATEMÁTICO DE LA PLANTA.....	4
1.2.2. EL ACTUADOR Y SU MODELO MATEMÁTICO.....	7
1.2.3. MODELO MATEMÁTICO COMPLETO DEL SISTEMA.....	13
1.3. SISTEMAS DE CONTROL.....	14
1.3.1. SISTEMAS DE CONTROL EN LAZO ABIERTO Y CERRADO.....	15
1.3.2. CONTROL CLÁSICO.....	17
1.3.3. CONTROL DIFUSO.....	22
1.3.4. ANÁLISIS COMPARATIVO ENTRE CONTROLES CLÁSICO Y DIFUSO.....	22
CAPÍTULO 2. TEORÍA DE CONTROL DIFUSO	25
2.1. LÓGICA DIFUSA.....	25
2.1.1. FUNDAMENTOS DE LÓGICA DIFUSA.....	26
2.1.2. CONJUNTOS DIFUSOS.....	27
2.1.3. FUNCIONES DE MEMBRESÍA.....	30
2.1.4. OPERACIONES ENTRE CONJUNTOS DIFUSOS.....	33
2.1.5. PRINCIPIOS DE LÓGICA PROPOSICIONAL.....	35
2.1.6. IMPLICACIÓN DIFUSA.....	36
2.1.7. INFERENCIA DIFUSA.....	37
2.2. VARIABLES Y TÉRMINOS LINGÜÍSTICOS.....	38
2.3. MODELOS DIFUSOS LINGÜÍSTICOS.....	39
2.3.1. FUSIFICACIÓN.....	40
2.3.2. BASE DE CONOCIMIENTO.....	40
2.3.3. MOTOR DE INFERENCIA.....	40
2.3.4. DEFUSIFICACIÓN.....	42
2.3.5. ENTRENAMIENTO DE UN SISTEMA DE LÓGICA DIFUSA.....	44
2.3.6. TIPOS DE CONTROLADORES DIFUSOS.....	45
2.4. ESTRUCTURA DE UN CONTROLADOR DIFUSO.....	46
2.4.1. CONTROLADOR DIFUSO EN LAZO CERRADO.....	47
2.5. CONTROLADOR DIFUSO PI.....	48
2.5.1. CARACTERÍSTICAS I/O DE UN CONTROLADOR DIFUSO.....	50
CAPÍTULO 3. IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR DIFUSO DEL PROTOTIPO AERODINÁMICO	53
3.1. INTRODUCCIÓN.....	53
3.2. ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL DE ENTRADA.....	54
3.2.1. EL SENSOR.....	55
3.2.2. ACONDICIONAMIENTO DEL SENSOR.....	58
3.3. PLATAFORMA DE LABVIEW.....	64
3.3.1. INTRODUCCIÓN.....	64
3.3.2. PROGRAMACIÓN GRÁFICA CON LABVIEW.....	65

3.3.3.	HERRAMIENTA DE DISEÑO PARA CONTROLADORES DIFUSOS.	71
3.3.3.1.	DESCRIPCIÓN.	71
3.3.3.2.	PROJECT MANAGER.	72
3.3.3.3.	FUZZY SET EDITOR.	73
3.3.3.4.	RULEBASE EDITOR.	74
3.4.	DISEÑO DEL CONTROLADOR DIFUSO.	75
3.4.1.	DEFINICIÓN DE LA BASE DE REGLAS.	77
3.4.2.	TIPO Y DISEÑO DE LAS FUNCIONES DE MEMBRESÍA.	79
3.4.3.	CREACIÓN DE LA BASE DE REGLAS.	81
3.4.4.	IDENTIFICACIÓN DEL MÉTODO DE DEFUSIFICACIÓN.	82
3.5.	PROGRAMA DE CONTROL.	82
3.6.	POTENCIA.	84
3.6.1.	MODULACIÓN PWM.	84
3.6.2.	SELECCIÓN DEL ELEMENTO SEMICONDUCTOR.	85
3.6.3.	CIRCUITO DE FUERZA.	86
CAPÍTULO 4.	PRUEBAS Y RESULTADOS.	89
4.1	RESPUESTA A LA SEÑAL PASO.	90
4.1.1.	REPETIBILIDAD.	93
4.2	RESPUESTA A LAS PERTURBACIONES.	94
4.3	ENTRADA Y SALIDA DEL CONTROLADOR DIFUSO.	95
CAPÍTULO 5.	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.	98
5.1.	CONCLUSIONES.	98
5.2.	RECOMENDACIONES.	100
6.-	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	101
ANEXOS.		103
ANEXO A	Hojas Técnicas.	104
ANEXO B	Código Fuente del Programa implementado en LabVIEW	129
ANEXO C	Fotos y Diagramas Esquemáticos de las placas de los Circuitos Implementados...	131

RESUMEN

Una de las ramas de la ingeniería bastante extensa por el campo de aplicación que presenta, es la Aerodinámica, con un permanente desarrollo especialmente en la investigación espacial (por mencionar el ejemplo más claro de sus aplicaciones), nos presenta la oportunidad de experimentar diferentes tipos de control para sistemas ya existentes.

En este trabajo se presenta el diseño, la implementación y los resultados de un controlador PI que utiliza como herramienta principal la lógica difusa, es decir, un Controlador Difuso PI, desarrollado para el control de un Sistema Aerodinámico, mostrando la aplicación práctica que estas tecnologías tienen en la industria.

El Controlador Difuso trabaja con las entradas del error $e(t)$ (posición angular seteada menos posición angular real), y la derivada del error $e'(t)$, y su salida después de ser integrada y acondicionada, controlará la acción del motor. Este controlador es de tipo incremental y se asemeja más al comportamiento y las acciones que tomaría un ser humano.

El Controlador Difuso, está diseñado por un grupo de reglas lingüísticas que incorpora el conocimiento del experto al controlador.

Hay que señalar que el control que se aplica al sistema mencionado, no es directamente sobre el elemento que se controla (como se lo haría con un servomecanismo), sino que es a través de un elemento, que por su acción produce un flujo de aire que debe sostener una placa de acrílico, en una determinada posición angular seleccionada por el usuario. Este flujo de aire será proporcionado por un ventilador, que a su vez es manejado por un motor de DC, de cuya potencia dependerá el flujo de aire proporcionado a la placa. Además el sistema debe responder de manera adecuada a las perturbaciones de posición que pueda experimentar la placa, debido a su propio peso, obstrucciones de aire, aire circulante contrario, etc.

PRESENTACIÓN

Este trabajo se realiza con el objetivo de abordar los problemas que presenta un sistema no lineal y de las múltiples ventajas que aporta un Controlador Difuso para solucionar esos inconvenientes.

A continuación se presenta la descripción por capítulos.

En el capítulo 1 se hace una descripción general de todo el sistema y su funcionamiento. También se hace una descripción completa de la planta, incluyendo su modelo matemático, que aunque no es fundamental para el diseño, ya que se implementa un controlador difuso, se hace referencia, precisamente porque a partir de esto se comprende todos los problemas que presentaría implementar un control clásico, ya que para este tipo de controladores un buen diseño matemático es fundamental, pues su óptimo funcionamiento depende casi en su totalidad de un buen modelo matemático.

También se aborda los diferentes tipos de control que existe, y por supuesto un análisis de las considerables ventajas que presenta el uso de un controlador difuso.

En el capítulo 2 se estudia todo lo referente a Lógica Difusa, sus fundamentos, campo de aplicación, conjuntos difusos, operaciones, mecanismos de inferencia, etc., así mismo se hace una comparación entre Lógica Clásica y Lógica Difusa, y se ve, que muchos de los conceptos de conjuntos clásicos y lógica clásica son extensibles a la lógica difusa. Todo este estudio para entender claramente el comportamiento del control a implementar.

Dentro del mismo capítulo se revisa todo lo concerniente a los Modelos Difusos Lingüísticos (Sistemas de Control Difuso), y se ve como los datos numéricos de entrada, que alimentan al sistema de control, son analizados, procesados y su resultado (salida), nuevamente es transformado en un dato numérico, al pasar por

las etapas de fusificación, máquina de inferencia y defusificación respectivamente del Controlador Difuso, cuyo resultado al final es el que controla al actuador.

Finalmente dentro de este capítulo se analiza la estructura de un Controlador Difuso y se verifica específicamente como funciona un Controlador Difuso PI que es nuestro caso.

En el capítulo 3 se detalla completamente la implementación y diseño del controlador; donde se incluye el análisis de las diferentes etapas de diseño y por supuesto la plataforma en la que se realiza la programación.

Se explica en detalle el como se realiza el diseño de las diferentes etapas de acondicionamiento, filtración, programación y el desarrollo de la parte de potencia; haciendo previamente un estudio rápido de la parte teórica de los elementos de control usados en cada etapa.

En el capítulo 4 se muestran las diferentes pruebas realizadas al controlador difuso, tales como repetibilidad y estabilidad. Se presenta también su comportamiento ante la entrada escalón unitario y por supuesto su robustez ante las perturbaciones.

En el capítulo 5 se presentan las conclusiones obtenidas a lo largo del desarrollo del proyecto, antes, durante y después de obtener los resultados esperados. Finalmente se mencionan algunas recomendaciones para implementar este tipo de control.

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

El control automático ha desempeñado una función vital en el avance de la ingeniería y de la ciencia. Además que actualmente juega un papel importante en los procesos de manufactura, industriales, navales, aeroespaciales, robótica, económicos, biológicos, etc. Como el control automático va ligado a, prácticamente, todas las ramas tecnológicas de la ingeniería (eléctrica, electrónica, mecánica, sistemas, industrial, química, etc.), sin duda es una parte importante e integral de los procesos modernos industriales y de manufactura.

Existen muchas formas de controlar un sistema dinámico, y en la aerodinámica que es una rama bastante extensa de la ingeniería, se pueden explorar diferentes maneras de controlar un determinado modelo, partiendo siempre del principio de funcionamiento básico que se rige bajo las leyes de la física.

En la actualidad la necesidad de obtener procesos que sean cada vez más precisos, enfrentando con éxito las inevitables perturbaciones y no linealidades de los mismos y de las cargas asociadas a ellos, ha propiciado la extensión del uso de técnicas inteligentes como el control difuso, neuro-difuso, redes neuronales, algoritmos genéticos y otros.

Por las razones mencionadas el control difuso, es una tecnología que ha ido en auge en los últimos años y que ha conquistado casi completamente el terreno de las aplicaciones domésticas, solo por mencionar un ejemplo.

Para resolver la problemática planteada, en este trabajo se propone un controlador difuso o controlador de lógica difusa (*FLC*), para el control del modelo aerodinámico.

La ventaja de implementar un controlador difuso sobre un controlador convencional, es que se puede implementar una estrategia de control no lineal

usando reglas lingüísticas. En este tipo de control solo se considera la tendencia del error, de tal manera que, al aplicar las reglas el error se vuelva pequeño.

1.1. FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA PROPUESTO.

Para el control de motores, el diseño de los controladores clásicos depende de la exactitud del modelo matemático del sistema. Sin embargo, éste a menudo es difícil de elaborar precisamente debido al desconocimiento de la variación de la carga, y al desconocimiento inevitable de la variación de los parámetros debido a la saturación del circuito magnético, variación de la temperatura y perturbaciones en el sistema. Para resolver la problemática planteada, en este trabajo se propone el estudio del comportamiento de una planta no lineal, implementando un Controlador Difuso o Controlador de Lógica Difusa. La ventaja del controlador difuso es que no requiere un modelo exacto del proceso a controlar y tampoco requiere que el sistema sea lineal. Éste está basado en reglas lingüísticas, como funciona la lógica humana. La desventaja en la implementación de este tipo de controladores, es la alta carga computacional. Es por esto que los reportes de control difuso en accionamientos de motores son fundamentalmente en simulación.

En el presente trabajo, se trata de controlar el ángulo de elevación de una lámina de acrílico que se halla en posición vertical. Este control de tipo indirecto, está dado por la cantidad de flujo de aire, proporcionado por un motor-ventilador, que a su vez es alimentado por una fuente de corriente continua. Esto quiere decir que para variar el suministro de aire, se debe controlar el voltaje de alimentación del motor.

El motor-ventilador es montado sobre una lámina horizontal de acrílico y de forma fija, de tal manera que la distancia entre éste y la lámina vertical sea de 15[cm]. Además, el eje de rotación de la lámina está a 16 [cm] de su extremo superior, estas distancias están dadas de tal forma que exista el mayor rango de variación del ángulo de elevación de la lámina.

El ángulo de elevación es medido por un potenciómetro rotacional lineal (sensor); cabe destacar que este potenciómetro debe poseer baja fricción, para evitar que el rozamiento impida el libre movimiento de la lámina y por tanto la buena operación del sistema.

La señal del sensor es acondicionada por un puente de Wheastone y amplificada por un Amplificador de Instrumentación, para de esta manera normalizar dicha señal. Luego esta señal es ingresada por medio de una de las entradas de una tarjeta de adquisición de datos al computador, donde es procesada y cuyo resultado es llevado nuevamente al exterior, por medio de una de las salidas de la tarjeta. Finalmente esta señal ingresa a un circuito PWM, cuya salida alimenta finalmente al actuador.

1.2. DESCRIPCIÓN DE LA PLANTA.

Los sistemas de control están constituidos básicamente por una planta a controlar y el control propiamente dicho, éste a su vez, está compuesto por un sensor que toma la señal de salida y la compara con una referencia dada, el controlador que recibe la diferencia entre la referencia y la salida, la procesa para dar una señal adecuada al actuador, el cual aplica un mando a la planta y de este modo mantener el sistema en las condiciones deseables.

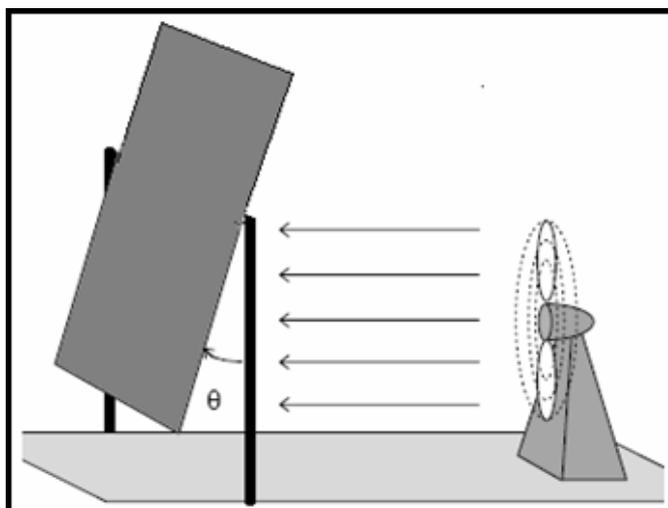


Figura 1.1.- Modelo de La Planta.

En la figura 1.1, se muestra el modelo aerodinámico propuesto en este trabajo, el mismo que está compuesto por la planta y el actuador. La planta está constituida por una lámina rectangular de acrílico, rígida y suspendida en forma vertical. Las dimensiones de la lámina son de 36 [cm] de largo, 24 [cm] de ancho y 2 [mm] de espesor, cabe mencionar que las dimensiones fueron tomadas en forma aleatoria y su espesor de tal forma que presente rigidez y no sufra deformación alguna.

El actuador es un ventilador con su respectivo motor de accionamiento que debe ser alimentado por una fuente de corriente continua. El motor debe tener la potencia suficiente para vencer la inercia de la lámina.

Para sensar la posición de la lámina se usa un potenciómetro rotacional, el cual por necesidad del sistema, debe cumplir con características de linealidad entre la entrada y la salida.

El control que se implementa es un control indirecto, ya que se desea controlar la posición angular de una placa de acrílico en función de manejar la velocidad del ventilador.

Como se sabe, la implementación de un controlador difuso no necesita del modelo matemático de la planta, sin embargo a continuación se desarrolla a breves rasgos dicho modelo para demostrar que es un sistema no lineal.

Para desarrollar el modelo matemático total de la planta, primeramente se obtiene el modelo de la planta, luego el modelo del actuador, para finalmente unir los dos modelos y encontrar el modelo completo del sistema.

1.2.1. MODELO MATEMÁTICO DE LA PLANTA.

Para determinar el modelo de la planta se recurre al diagrama de cuerpo libre, tal como se muestra en la figura 1.2.

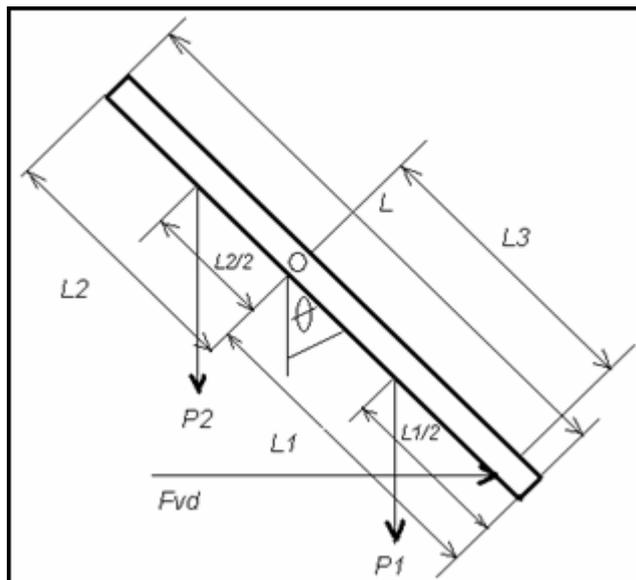


Figura 1.2.- Diagrama de cuerpo libre de la lámina.

Donde:

L = longitud de la lámina.

l_1 = longitud del eje de rotación al extremo inferior.

l_2 = longitud del eje de rotación al extremo superior.

l_3 = longitud del eje de rotación a la fuerza F_{vd} .

θ = ángulo de elevación de la lámina

F_{vd} = Fuerza producida por el flujo de aire del ventilador

P_1 = Peso de la parte inferior de la lámina (extremo inferior - eje de rotación)

P_2 = Peso de la parte superior de la lámina (extremo superior - eje de rotación)

g = Aceleración de la gravedad ($9.78 [m/s^2]$)

Hay que mencionar además que para el caso de F_{vd} , se asume que toda la fuerza del flujo de aire se concentra en un punto, el mismo que se encuentra a la misma altura del centro del ventilador.

Aplicando la segunda ley de Newton para sistemas rotativos, según el diagrama de cuerpo libre:

$$J\ddot{\theta} = \sum T \quad (1.1)$$

Donde:

T = torque

J = Momento de inercia de la lámina

Para la sumatoria de torque que actúan sobre la lámina, se considera torques positivos aquellos que ayudan al movimiento cuando éste es positivo, mientras los que se oponen al movimiento se considera con signo negativo, por lo que:

$$\sum T = -T_1 + T_2 + T_{Fvd} \quad (1.2)$$

Donde:

T_1 = Torque debido a P_1

T_2 = Torque debido a P_2

T_{Fvd} = Torque debido a F_{vd} , es decir debido al actuador.

Matemáticamente, el torque es el producto entre la fuerza que lo produce y la distancia al eje de rotación, donde la fuerza y la distancia deben ser perpendiculares.

Observando la figura 1.2 se tiene que:

$$T_1 = P_1 * \frac{l_1}{2} * \text{sen}\theta \quad (1.3)$$

$$T_2 = P_2 * \frac{l_2}{2} * \text{sen}\theta \quad (1.4)$$

$$T_{Fvd} = F_{vd} * l_3 \quad (1.5)$$

Sustituyendo (1.3), (1.4) y (1.5) en (1.2), e igualando con (1.1) se tiene:

$$J\ddot{\theta} = -P_1 * \frac{l_1}{2} * \text{sen}\theta + P_2 * \frac{l_2}{2} * \text{sen}\theta + T_{Fvd} \quad (1.6)$$

$$J\ddot{\theta} = (-P_1 * \frac{l_1}{2} + P_2 * \frac{l_2}{2}) \text{sen} \theta + T_{Fvd} \quad (1.7)$$

Sea:

$$K_L = -P_1 * \frac{l_1}{2} + P_2 * \frac{l_2}{2} \quad (1.8)$$

Donde:

K_L = constante de la lámina

Entonces el modelo matemático general de la planta queda determinado por la ecuación:

$$\ddot{\theta} = \frac{K_L}{J} * \text{sen} \theta + \frac{1}{J} * T_{Fvd} \quad (1.9)$$

1.2.2. EL ACTUADOR Y SU MODELO MATEMÁTICO.

Al analizar el actuador, se observa que no se conoce la estructura interna del mismo (motor más ventilador) por lo que, para obtener su modelo se podría recurrir a un concepto de modelación moderna, llamado “identificación del sistema”. Este concepto afirma que se puede obtener el modelo analítico o matemático de un sistema o componente mediante mediciones de las variables de entrada y salida, las cuales tipifican el modelo de la planta y no requiere de la estructura interna o los componentes, sino que se tiene una estructura preestablecida, por lo que a continuación se expone una breve descripción del motor de corriente continua.

1.2.2.1. El Motor de Corriente Continua.

En la figura 1.3 se observa la configuración más común de un motor CC. Hay de distintos tamaños, formas y potencias, pero todos se basan en el mismo principio de funcionamiento. El motor de corriente continua es ampliamente utilizado en la industria, debido su facilidad y precisión en el control de diversos procesos, no

obstante requiere mantenimiento permanente debido al desgaste de sus piezas mecánicas.

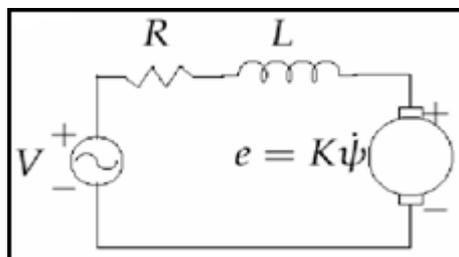


Figura 1.3.- El motor de CC.

Accionar un motor CC es simple y solo es necesario aplicar la tensión de alimentación entre sus bornes. Para invertir el sentido de giro basta con invertir la alimentación y el motor comenzará a girar en sentido opuesto.

El motor de corriente continua está compuesto de 2 piezas fundamentales:

- Rotor
- Estator

Dentro de éstas se ubican los demás componentes como:

- Escobillas y porta-escobillas
- Colector
- Eje
- Núcleo y devanado del rotor
- Imán Permanente
- Armazón
- Tapas o campanas

La siguiente tabla muestra la distribución de las piezas del motor:

ROTOR	ESTATOR
Eje	Armazón
Núcleo y devanado	Imán permanente
Colector	Escobillas y porta-escobillas
	Tapas

Tabla 1.1 Piezas del Motor de CC.

1.2.2.1.1. Rotor.

Constituye la parte móvil del motor, proporciona el torque para mover a la carga, y está formado por:

Eje: Formado por una barra de acero fresada. Imparte la rotación al núcleo, devanado y al colector.

Núcleo: Se localiza sobre el eje. Fabricado con capas laminadas de acero, su función es proporcionar un trayecto magnético entre los polos para que el flujo magnético del devanado circule.

Las laminaciones tienen por objeto reducir las corrientes parásitas en el núcleo. El acero del núcleo debe ser capaz de mantener bajas las pérdidas por histéresis. Este núcleo laminado contiene ranuras a lo largo de su superficie para albergar al devanado de la armadura (bobinado).

Devanados: Consta de bobinas aisladas entre sí y entre el núcleo de la armadura. Estas bobinas están alojadas en las ranuras, y están conectadas eléctricamente con el colector, el cual debido a su movimiento rotatorio, proporciona un camino de conducción conmutado.

Colector: Denominado también conmutador, está constituido de láminas de material conductor (delgas), separadas entre sí y del centro del eje por un material aislante, para evitar cortocircuito con dichos elementos. El colector se encuentra sobre uno de los extremos del eje del rotor, de modo que gira con éste y está en contacto con las escobillas. La función del colector es recoger la tensión producida por el devanado inducido, transmitiéndola al circuito por medio de las escobillas (llamadas también cepillos).

1.2.2.1.2. Estator.

Constituye la parte fija de la máquina. Su función es suministrar el flujo magnético que será usado por el bobinado del rotor para realizar su movimiento giratorio. Está formado por:

Armazón: Denominado también yugo, tiene dos funciones primordiales: servir como soporte y proporcionar una trayectoria de retorno al flujo magnético del rotor y del imán permanente, para completar el circuito magnético.

Imán permanente: Compuesto de material ferromagnético altamente remanente, se encuentra fijado al armazón o carcasa del estator. Su función es proporcionar un campo magnético uniforme al devanado del rotor o armadura, de modo que interactúe con el campo formado por el bobinado, y se origine el movimiento del rotor como resultado de la interacción de estos campos.

Escobillas: Las escobillas están fabricadas de carbón, y poseen una dureza menor que la del colector, para evitar que éste se desgaste rápidamente. Se encuentran albergadas por los porta-escobillas. Ambos, escobillas y porta-escobillas, se encuentran en una de las tapas del estator.

La función de las escobillas es transmitir la tensión y corriente de la fuente de alimentación hacia el colector y, por consiguiente, al bobinado del rotor. La función del porta-escobillas es mantener a las escobillas en su posición de contacto firme con los segmentos del colector. Esta función la realiza por medio de resortes, los cuales hacen una presión moderada sobre las escobillas contra el colector. Esta presión debe mantenerse en un nivel intermedio pues, de ser excesiva, la fricción desgastaría tanto a las escobillas como al colector; por otro lado, de ser mínima esta presión, se produciría lo que se denomina "chisporroteo", que es cuando aparecen chispas entre las superficies del colector y las escobillas, debido a que no existe un buen contacto.

El gráfico (foto) del actuador usado se presenta en la figura 1.4.



Figura 1.4 El motor usado para este trabajo

A continuación se presenta una tabla con los datos de placa del motor usado para este proyecto:

Modelo	FP 105 CM6
Voltaje	12V
Corriente	1.2A
Lugar de fabricación	Taiwán

Tabla 1.2 Datos de placa del motor.

1.2.2.2. Modelo Matemático del Actuador.

Se debe encontrar una relación entre el torque que produce el flujo de aire sobre la lámina (salida del actuador) y el voltaje de entrada al actuador. Para esto se puede tomar mediciones de la entrada como de la salida del actuador. Pero como no se cuenta con un medidor de torque (variable de salida) se podría tomar mediciones del ángulo de la lámina para luego encontrar una relación que permita calcular el torque en función del ángulo.

Una vez recogidos los datos de el ángulo de elevación y su respectivo valor de voltaje y corriente, a continuación se debe determinar una relación entre el ángulo

de elevación y el torque T_{Fvd} , para esto se parte del modelo de la planta. Analizando la figura 1.1 se observa que la variable de entrada a la planta es el torque y la variable de salida es el ángulo de elevación, por lo que al igualar la ecuación (1.9) a cero (condición de equilibrio, donde la aceleración angular es nula), se encuentra una relación entre el ángulo de elevación y el torque.

De la ecuación (1.9) igualando a cero:

$$T_{Fvde} = -K_L * \text{sen} \theta_e \quad (1.10)$$

Sustituyendo los valores de los datos recogidos en la ecuación (1.10) se obtiene los valores del torque producido por el flujo de aire sobre la lámina en condiciones de equilibrio, en función del voltaje de entrada al actuador.

A continuación se determina la relación matemática, para lo cual, se puede hacer una regresión lineal para tener una ecuación que relacione el torque en función del voltaje de entrada.

$$T_{Fvd} = a * V_{ina} + b \text{ [N.m]} \quad (1.11)$$

Como la ecuación tiene la forma $y=mx+b$, en este caso se supone $b=0$, porque el modelo a determinarse es alrededor del punto de operación.

Por lo que:

$$T_{Fvd} = a * V_{ina} \text{ [N.m]} \quad (1.12)$$

Donde:

V_{ina} = voltaje de entrada al actuador.

Esta ecuación representa el modelo matemático del actuador en condiciones de equilibrio.

1.2.3. MODELO MATEMÁTICO COMPLETO DEL SISTEMA.

Para realizar el análisis del modelo aerodinámico, se considera la figura 1.5, en donde, como se puede apreciar, la variable de entrada es el voltaje y la variable de salida es el ángulo de elevación.

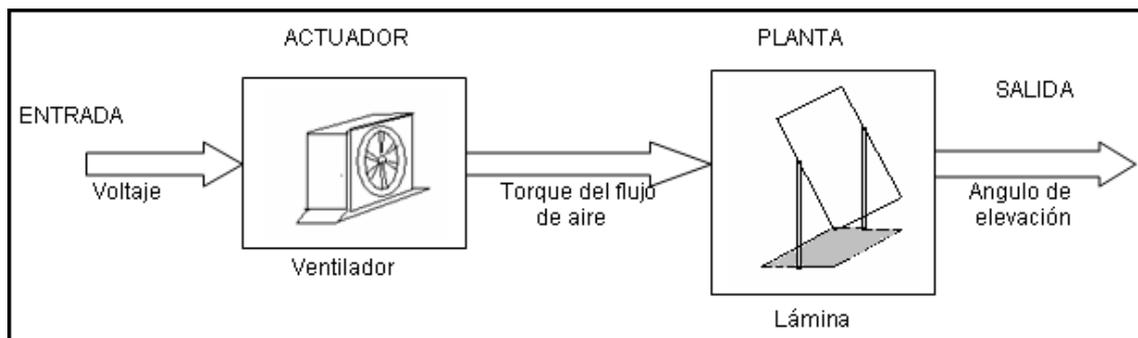


Figura 1.5 Sistema aerodinámico completo

Finalmente se unen los modelos separados de la planta y el actuador, esto se lo hace a partir de las ecuaciones (1.9) y (1.12), que corresponden a los modelos dichos:

$$\ddot{\theta} = \frac{K_L}{J} * \text{sen}\theta + \frac{1}{J} * T_{Fvd} \quad \text{Y} \quad T_{Fvd} = a * V_{ina}$$

Al sustituir la segunda expresión en la primera, se tiene:

$$\ddot{\theta} = \frac{K_L}{J} * \text{sen}\theta + \frac{a}{J} * V_{ina} \quad (1.13)$$

Como se puede observar esta es una ecuación no lineal, por lo que para este caso, si se desea hacer un controlador del tipo clásico, se necesita linealizar el sistema y luego aplicar el control apropiado. Sin embargo, como ya se ha dicho, para el presente caso se va a aplicar un control difuso, por lo que no es necesario tener la información del modelo matemático de la planta por las razones detalladas anteriormente.

1.3. SISTEMAS DE CONTROL.

El control automático es el mecanismo básico mediante el cual los sistemas mecánicos, químicos, eléctricos, biológicos, etc. mantienen su equilibrio. El control automático es el mantenimiento de un valor deseado de una variable dentro de una cantidad o condición, midiendo el valor existente de dicha variable, comparándolo con el valor deseado, y utilizando la diferencia para tomar las respectivas acciones de control. En consecuencia, el control automático exige un lazo cerrado de acción y reacción que funcione sin intervención humana. Los términos básicos que se manejan en control son:

Señal de salida: es la variable que se desea controlar (posición, velocidad, presión, temperatura, etc.). También se denomina variable controlada.

Señal de referencia (Set Point): es el valor que se desea que alcance la señal de salida.

Error: es la diferencia entre la señal de referencia y la señal de salida real.

Señal de control: es la señal que produce el controlador para modificar la variable controlada de tal forma que se disminuya, o elimine, el error.

Actuador: Es el elemento que físicamente toma la acción de modificar la variable a controlar.

Planta: es el elemento físico que se desea controlar. Planta puede ser: un motor, un horno, un sistema de disparo, un sistema de navegación, un tanque de combustible, etc.

Proceso: operación que conduce a un resultado determinado.

Sistema: consiste en un conjunto de elementos que actúan coordinadamente para realizar un objetivo determinado.

Perturbación: es una señal que tiende a afectar la salida del sistema, desviándola del valor deseado.

1.3.1. SISTEMAS DE CONTROL EN LAZO ABIERTO Y CERRADO.

Los sistemas de control se clasifican en sistemas de lazo abierto y lazo cerrado. La distinción la determina la acción de control, que es la que activa al sistema para producir la salida.

Un sistema de control de lazo abierto es un sistema en el cual la salida no afecta la acción de control. En un sistema en lazo abierto no se mide la salida ni se realimenta para compararla con la entrada (Figura 1.6), por tanto a cada entrada de referencia le corresponde una condición operativa fija; como resultado, la precisión del sistema depende de la calibración. Ante la presencia de perturbaciones, un sistema de control en lazo abierto no realiza la tarea deseada. En la práctica, el control en lazo abierto sólo se utiliza si se conoce la relación entre la entrada y la salida, y si no hay perturbaciones internas ni externas. Es evidente que estos sistemas no son de control realimentado.

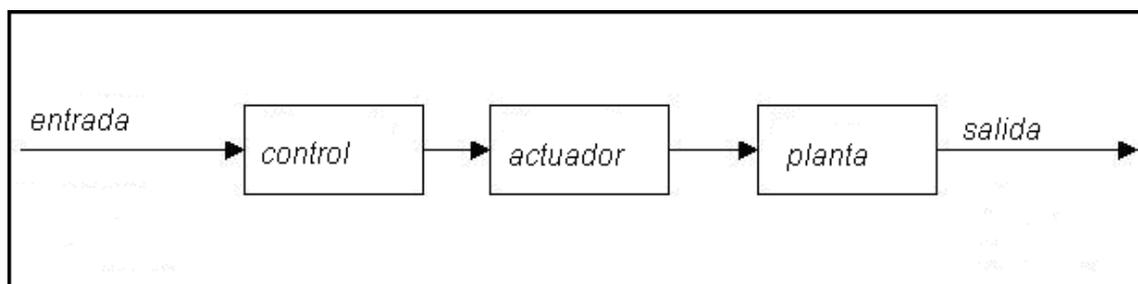


Figura 1.6 Sistema de control en lazo abierto.

Los sistemas de control realimentados se denominan también sistemas de control de lazo cerrado. En la práctica, los términos control realimentado y control en lazo cerrado se usan indistintamente.

En un sistema de control en lazo cerrado, se alimenta al controlador la señal de error de actuación, que es la diferencia entre la señal de entrada y la salida de realimentación (que puede ser la señal de salida misma o una función de la señal de salida y sus derivadas o/y integrales) a fin de reducir el error y llevar la salida del sistema a un valor conveniente. El término control en lazo cerrado siempre implica el uso de una acción de control realimentando para reducir el error del sistema. Figura 1.7.

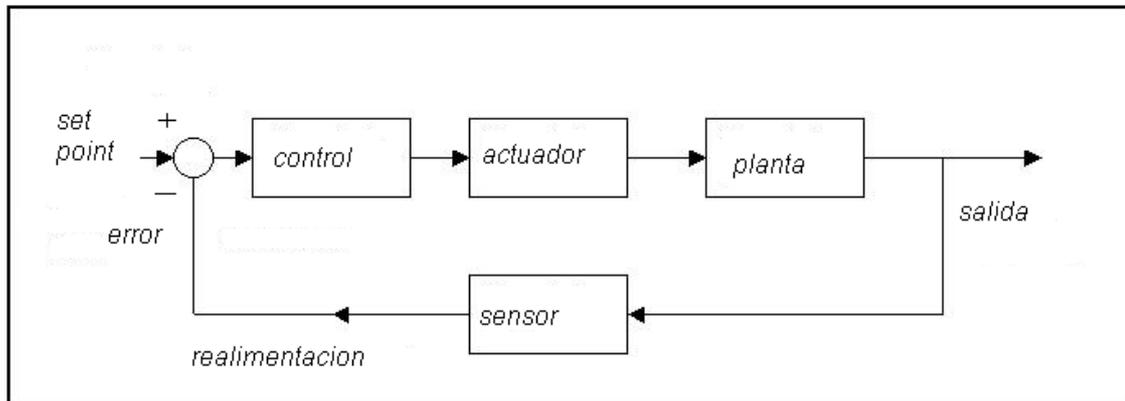


Figura 1.7 Control en lazo cerrado.

La realimentación es la propiedad de un sistema de lazo cerrado que permite que la salida (o cualquier otra variable controlada del sistema) sea comparada con la entrada al sistema (o con una entrada a cualquier componente interno del mismo con un subsistema) de manera tal que se pueda establecer una acción de control apropiada como función de la diferencia entre la entrada y la salida.

Los rasgos más importantes que la presencia de realimentación imparte a un sistema son:

- 1) Aumento de la exactitud. Por ejemplo, la habilidad para reproducir la entrada fielmente.
- 2) Reducción de la sensibilidad de la salida, correspondiente a una determinada entrada, ante variaciones en las características del sistema.
- 3) Efectos reducidos de la no linealidad y de la distorsión.
- 4) Aumento del intervalo de frecuencias (de la entrada) en el cual el sistema responde satisfactoriamente (aumento del ancho de banda)
- 5) Tendencia a la oscilación o a la inestabilidad.

Las ventajas de tener una trayectoria de realimentación y, por lo tanto, un sistema en lazo cerrado en lugar de un sistema en lazo abierto son:

- 1) Más exacto en la igualación de los valores real y requerido para la variable.
- 2) Menos sensible a las perturbaciones.
- 3) Menos sensible a cambios en las características de los componentes.

- 4) La velocidad de respuesta se incrementa y, por lo tanto, el ancho de banda es mayor, es decir, el intervalo de frecuencias en los que el sistema responderá.

Las desventajas de un sistema realimentado son:

- 1) Hay una pérdida en la ganancia.
- 2) Existe una gran posibilidad de inestabilidad.
- 3) El sistema es más complejo y, por lo tanto, no sólo más caro, sino más propenso a descomposturas.

1.3.2. CONTROL CLÁSICO.

Como ya se conoce, el control clásico necesita de un modelo matemático que defina a la planta para poder funcionar. Mientras mejor sea el modelo desarrollado, este control actuará de mejor manera.

Dentro del control clásico tenemos definidos algunas técnicas de control, siendo la más conocida las del tipo PID.

1.3.2.1. Controladores PID.

Un PID (Proporcional Integral Derivativo) es un mecanismo de control por realimentación que se utiliza en sistemas de control industriales. El algoritmo de cálculo del control PID se da en tres parámetros distintos: el proporcional, el integral, y el derivativo (Figura 1.8). El valor Proporcional determina la reacción del error actual y se puede ajustar su constante como el valor de la ganancia del controlador o el porcentaje de banda proporcional. El Integral determina la reacción basada en la suma de errores recientes, es decir su constante nos indica la velocidad con la que se repite la acción proporcional. Finalmente el Derivativo determina la reacción del tiempo en el que el error se produce, su constante hace presente la respuesta de la acción proporcional duplicándola, sin esperar a que el error se duplique. El valor indicado por la constante de derivación es el lapso de

tiempo durante el cual se manifestará la acción proporcional correspondiente a 2 veces el error y después desaparecerá.

La suma de estas tres acciones es usada para ajustar al proceso vía un elemento de control, como la posición de una válvula de control o, como en este trabajo, el control de posición de una lámina de acrílico por medio de un ventilador. Ajustando estas tres constantes en el algoritmo de control del PID, el controlador puede proveer un control diseñado, para lo que requiera el proceso a realizar. La respuesta del controlador puede ser descrita en términos de respuesta del control ante un error, el grado al cual el controlador llega al Set Point, y el grado de oscilación del sistema. Algunas aplicaciones pueden solo requerir de uno o dos modos de los que provee este sistema de control. Un controlador PID puede ser llamado también PI, PD, P o I en la ausencia de las acciones de control respectivas. Los controladores PI son particularmente comunes, ya que la acción derivativa es muy sensible al ruido, y la ausencia del proceso integral puede evitar que se alcance al valor deseado debido a la acción de control.

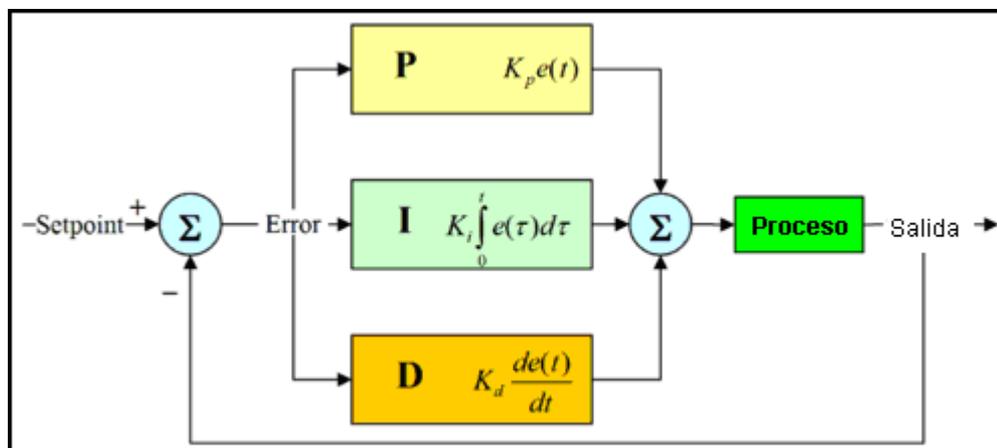


Figura 1.8. Diagrama en bloques de un control PID.

La señal de error es utilizada por cada una de las 3 componentes de un controlador PID propiamente dicho para generar las 3 señales que, sumadas, componen la señal que el controlador va a utilizar para gobernar al actuador. La señal resultante de la suma de estas tres señales y se llama variable manipulada y no se aplica directamente sobre el actuador, si no que debe ser transformada para ser compatible con el actuador que se use. El peso de la influencia que cada

una de estas partes tiene en la suma final, viene dado por la constante proporcional, el tiempo integral y el tiempo derivativo, respectivamente.

1.3.2.1.1. Controladores PID.

Es el producto entre la señal de error y la constante proporcional como para que hagan que el error en estado estacionario sea casi nulo, pero en la mayoría de los casos, estos valores solo serán óptimos en una determinada porción del rango total de control, siendo distintos los valores óptimos para cada porción del rango. Existe también un valor límite en la constante proporcional a partir del cual, en algunos casos, el sistema alcanza valores superiores a los deseados. Este fenómeno se llama sobre-oscilación y, por razones de seguridad, no debe sobrepasar el 30%, aunque es conveniente que la parte proporcional ni siquiera produzca sobre-oscilación.

La parte proporcional no considera el tiempo, por tanto la mejor manera de solucionar el error permanente y hacer que el sistema contenga alguna componente, que tenga en cuenta la variación con respecto al tiempo, es incluyendo y configurando las acciones integral y derivativa.

La ecuación que describe el proporcional está dada por: $P_{sal} = K_p e(t)$

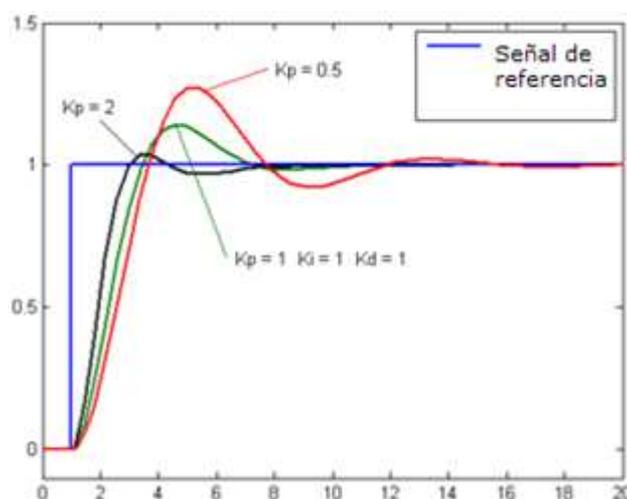


Figura 1.9. Acción Proporcional

1.3.2.1.2. Controladores PID.

El modo de control Integral tiene como propósito disminuir y eliminar el error en estado estacionario, provocado por el modo proporcional.

El error es integrado, lo cual tiene la función de promediarlo o sumarlo por un periodo de tiempo determinado; Luego es multiplicado por una constante K_i que representa la constante de integración. Posteriormente, la respuesta integral es adicionada al modo Proporcional para formar el control P + I con el propósito de obtener una respuesta estable del sistema sin error estacionario.

La ecuación que describe el integral está dada por: $I_{sal} = K_i \int_0^t e(\tau) d\tau$

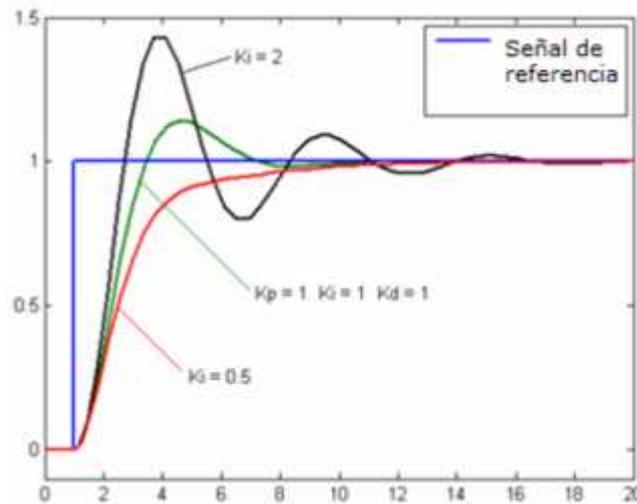


Figura 1.10 Acción Integral

1.3.2.1.3. Derivativo.

La acción derivativa se manifiesta cuando hay un cambio en el valor absoluto del error; (si el error es constante, solamente actúan los modos proporcional e integral).

La función de la acción derivativa es mantener el error al mínimo corrigiéndolo proporcionalmente con la velocidad misma que se produce; de esta manera evita que el error se incremente.

Se deriva con respecto al tiempo y se multiplica por una constante D y luego se suma a las señales anteriores (P+I). Gobernar la respuesta de control a los cambios en el sistema, ya que una mayor derivativa corresponde a un cambio más rápido y el controlador puede responder acordeamente.

La ecuación que describe el derivativo está dada por: $D_{sal} = Kd \frac{de}{dt}$

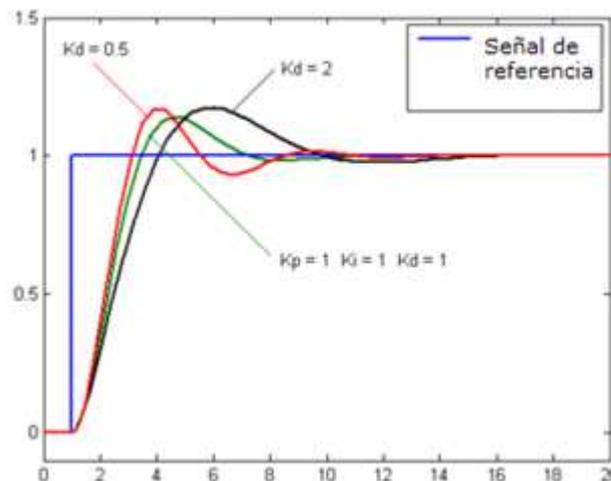


Figura 1.11 Acción Derivativa

Tanto la acción Integral como la acción Derivativa, afectan a la ganancia dinámica del proceso. La acción integral sirve para reducir el error estacionario, que existiría siempre que la constante K_i sea nula.

Existen varios métodos para ajustar un lazo de PID. El método más efectivo generalmente requiere del desarrollo de alguna forma del modelo del proceso, luego elegir P, I y D basándose en los parámetros del modelo dinámico. La elección de un método dependerá de si el lazo puede ser "desconectado" para ajustarlo, y del tiempo de respuesta del sistema.

En este tipo de controladores clásicos es muy importante elegir correctamente los parámetros del controlador PID (la ganancia del proporcional, integral y derivativo), ya que si se eligen incorrectamente, el proceso a controlar puede ser inestable, algo que en un controlador difuso no es preponderante, como veremos más adelante, ya que resulta mucho más robusto ante las perturbaciones.

1.3.3. CONTROL DIFUSO.

La principal aplicación de la Lógica Difusa son los sistemas de control difuso, que usan las expresiones de la lógica difusa para formular reglas orientadas al control de sistemas.

Las técnicas de control difuso tratan de emular al operador humano que controla plantas o procesos no-lineales complejos, por medio de reglas lingüísticas. Se eliminan así los altos contenidos matemáticos, física de un proceso y se va directamente al nivel en el que trabaja el sistema.

En general, los controladores difusos son sistemas expertos que emplean el conocimiento como fundamento, expresado en términos de reglas difusas y de un proceso de inferencia para resolver un problema de control dado.

Los controladores difusos a diferencia de los controladores clásicos, son capaces de utilizar el conocimiento obtenido de operadores humanos. El conocimiento de un operador humano puede ser utilizado como una alternativa para un modelo preciso de un proceso controlado. Mientras este conocimiento es complicado de expresar en términos precisos, una descripción lingüística imprecisa de la forma en que se realiza el control puede usualmente ser realizada por el operador con relativa facilidad. Esta descripción lingüística consiste de un conjunto de reglas que hacen uso de proposiciones difusas. En general, un controlador difuso está formado por cuatro módulos: una base de reglas difusas, un proceso de inferencia de reglas, un módulo denominado fusificación y uno denominado defusificación, lo cual se verá con mayor detalle en el siguiente capítulo.

1.3.4. ANÁLISIS COMPARATIVO ENTRE CONTROLES CLÁSICO Y DIFUSO.

El uso de técnicas de control clásico, como es el control PID de ganancia fija, en algunos casos resulta ser una buena alternativa para controlar sistemas dinámicos; ya que proporcionan tiempos de respuesta rápidos, sin embargo entre

mayor es la precisión requerida en el sistema, el ajuste de este tipo de control es más difícil, ya que son bastante sensibles a las señales de ruido y en ocasiones introducen oscilaciones cuando se presentan retardos en el sistema.

Cuando la dinámica de los sistemas o procesos a controlar es no lineal, el control tiene que tener la capacidad de compensar esta no-linealidad y aunque el control PID asume relaciones lineales, éste no tiene la capacidad para responder a esto. Esta no-linealidad difícilmente puede ser caracterizada por una ecuación, por lo que en la mayoría de los casos, es tratada de manera subjetiva por el operador del proceso. Esta subjetividad tiene implicaciones profundas para poder modelar este tipo de sistemas a través de la lógica difusa.

La implementación de controladores en hardware, basados en lógica difusa es motivada por su habilidad para capturar estrategias cualitativas de control y su capacidad de implementar un comportamiento de control altamente flexible. Con esto se logra que los sistemas puedan ajustarse a condiciones cambiantes, que son muchas veces imposibles de predecir, tales como los cambios ambientales o las condiciones de desgaste en sus componentes físicos, por citar algunos ejemplos.

1.3.4.1. Modelado Clásico y Difuso.

Los componentes de los sistemas convencionales y difusos son bastante similares, difieren principalmente en que el sistema difuso contiene dos etapas más, la “Fusificación” y la “Defusificación” (Figura 1.13).

En un sistema difuso, el valor de entrada real (proveniente de sensores) es convertido a un valor difuso vía el proceso de Fusificación, este valor es enseguida introducido al proceso lógico difuso comúnmente llamado Mecanismo de Inferencia, en donde es continuamente evaluado en un conjunto de reglas en donde está depositado el conocimiento del experto; este proceso genera un valor de salida difuso, el cual es transformado a un valor de salida real a través del proceso de Defusificación.

En contraste, un control PID está basado en un modelo matemático riguroso de algún proceso lineal (Figura 1.13) Estos modelos desarrollan, por medio de la localización de las raíces o algún otro método, un conjunto de ecuaciones que describen el equilibrio del estado estable de la superficie de control, con coeficientes que son asignados a los aspectos proporcional, integral, y derivativo del sistema. Un control PID lee un valor preciso del sensor, aplica el modelo matemático, y produce una salida específica desde el algoritmo matemático. Mientras el modelo PID puede parecer el más simple y por lo tanto, la representación más económica, lo contrario es frecuentemente más cierto. Los controles difusos son en realidad más fáciles de implementar, más simples para describir y verificar, y pueden ser mantenidos y extendidos con mayor exactitud y en menos tiempo.

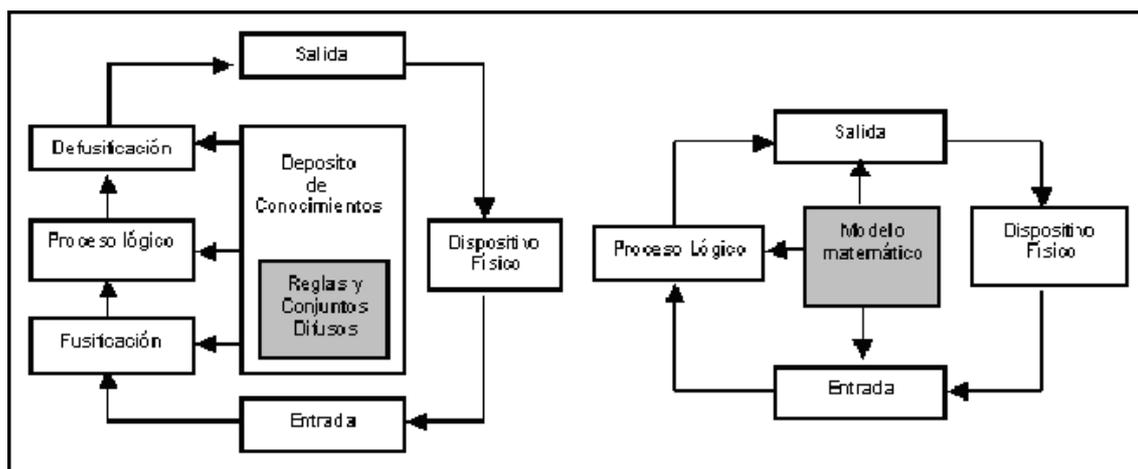


Figura 1.13.- Un sistema difuso típico y un control clásico convencional.

CAPÍTULO 2. TEORÍA DE CONTROL DIFUSO

El control difuso se introdujo a comienzos de los años 70 como un intento para diseñar controladores para sistemas que son estructuralmente difíciles de modelar, debido a su naturaleza no lineal y otras complejidades en la obtención del modelo. Durante los últimos años los sistemas de control con lógica difusa (*FLC*) se han venido consolidando como una herramienta útil para tratar y modelar sistemas complejos y no lineales, así los *FLC* han sido incorporados en un gran número de productos y procesos.

Las principales razones para tal proliferación de aplicaciones, quizás sean la sencillez conceptual de los Sistemas basados en Lógica Difusa, su facilidad para adaptarse a casos particulares con pocas variaciones de parámetros, su habilidad para combinar en forma unificada expresiones lingüísticas con datos numéricos, y el no requerir de algoritmos muy sofisticados para su implementación.

Para alinear lo anteriormente dicho con el presente proyecto, se debe señalar que existen aplicaciones de motores de DC en los que se requiere tener un control adecuado, como en este caso, además de otras aplicaciones, como por ejemplo el control de servomotores de modalismo que son los que se usan en aviones y vehículos a escala de control remoto, áreas de investigación espacial, subacuática, etc., sólo por mencionar algunas aplicaciones de control.

En este trabajo se presenta el desarrollo de un controlador difuso, para controlar indirectamente la posición angular de una lámina de acrílico en función de manejar la velocidad del motor que tiene el ventilador.

2.1. LÓGICA DIFUSA.

Una de las disciplinas matemáticas con mayor aplicación en la actualidad es la Lógica Difusa. Desde su aparición en la década de los 60's hasta nuestros días,

las aplicaciones de la Lógica Difusa se han ido consolidando, paulatinamente al comienzo, y con un desbordado crecimiento en los últimos años.

Las principales razones para tal proliferación quizás sean la sencillez conceptual de los Sistemas basados en Lógica Difusa, su facilidad para adaptarse a casos particulares con pocas variaciones de parámetros, su habilidad para combinar en forma unificada expresiones lingüísticas con datos numéricos, y el no requerir de algoritmos muy sofisticados para su implementación.

2.1.1. FUNDAMENTOS DE LÓGICA DIFUSA.

La lógica difusa se basa en lo relativo de lo observado. Este tipo de lógica toma dos valores aleatorios, pero contextualizados y referidos entre sí. Es una metodología que proporciona una manera simple y elegante de obtener una conclusión a partir de una información de entrada ambigua, imprecisa o incompleta, en general la lógica difusa modela como una persona toma decisiones basada en información con las características mencionadas, en esto se diferencia de la lógica convencional que trabaja con información bien definida y precisa.

La lógica difusa utiliza expresiones que no son ni totalmente ciertas ni completamente falsas, es decir lógica aplicada a conceptos que pueden tomar un valor cualesquiera de veracidad dentro de un conjunto de valores que oscilan entre dos extremos, la verdad absoluta y la falsedad total. Recalcando la idea de que las cosas no son blancas o negras, sino que existen infinitos matices de grises.

Conviene recalcar que lo que es difuso, impreciso o vago, no es la lógica en si, sino el objeto que estudia.

La lógica difusa se adapta mejor al mundo real en el que vivimos, e incluso puede comprender y funcionar con nuestras expresiones, del tipo "hace mucho calor", "no es muy alto", "el ritmo del corazón está un poco acelerado", etc. La clave de

esta adaptación al lenguaje, se basa en comprender los cuantificadores de nuestro lenguaje ("mucho", "muy" y "un poco") en los ejemplos mencionados.

Esta lógica permite tratar información imprecisa, como estatura alta, media o baja de una persona, tal como se observa en la Figura 2.1. Así, por ejemplo, se puede considerar a una persona que mida 2 metros, claramente como una persona alta, si previamente se ha tomado el valor de una persona de estatura baja y se ha establecido en 1 metro.

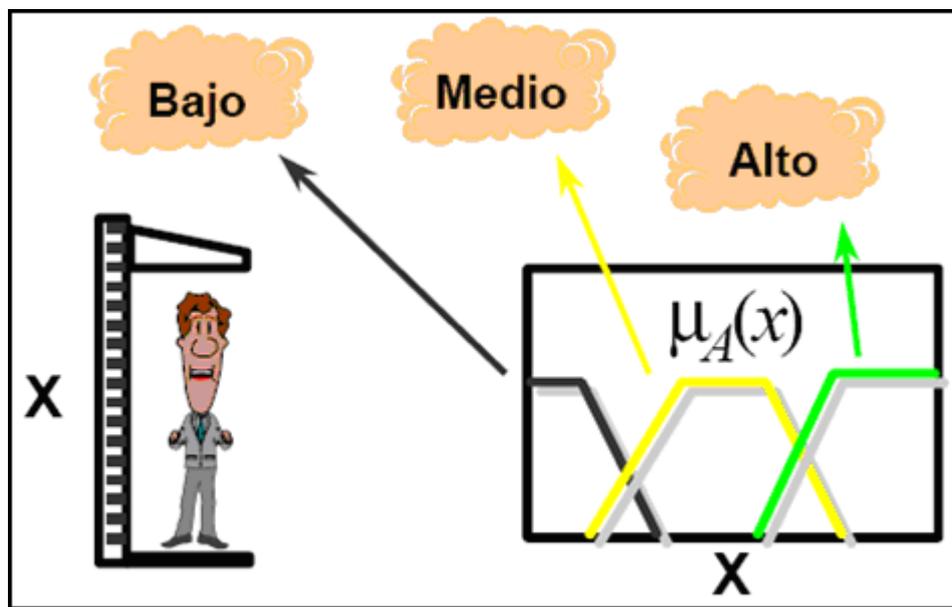


Figura 2.1.- Visión de la Lógica Difusa.

2.1.2. CONJUNTOS DIFUSOS.

Una buena estrategia para presentar la teoría de Conjuntos Difusos, consiste en recordar algunos aspectos de la teoría de conjuntos clásicos, y a partir de allí hacer una extensión a los conjuntos difusos.

Un conjunto clásico se define como una colección de elementos que existen dentro de un Universo. Así se establece que cada uno de los elementos del Universo pertenecen o no a un determinado conjunto. Por lo tanto, cada conjunto puede definirse completamente por una función de pertenencia, que opera sobre

los elementos del Universo, y que le asigna un valor de 1 si el elemento pertenece al conjunto, y de 0 si no pertenece.

Ahora bien, un Conjunto Difuso se define de forma similar, con una diferencia conceptual importante: un elemento puede pertenecer parcialmente a un conjunto. Así mismo el Universo de los conjuntos clásicos, toma el nombre de Universo de Discurso, ya que los conjuntos difusos involucran una serie de variables lingüísticas, como se verán más adelante.

De esta forma, un conjunto difuso definido sobre un universo, puede definirse matemáticamente al asignar a cada posible individuo que existe en el universo, un valor que representa su grado de pertenencia o membresía en el conjunto difuso.

Cada elemento de un conjunto difuso presenta un grado de pertenencia a un conjunto difuso que puede tomar cualquier valor entre 0 y 1.

Las primeras diferencias que se hacen evidentes entre los Conjuntos Clásicos y los Conjuntos Difusos son las siguientes:

- La función de pertenencia asociada a los conjuntos concretos sólo puede tener dos valores: 1 ó 0, mientras que en los conjuntos difusos puede tener cualquier valor entre 0 y 1.
- Un elemento puede pertenecer (parcialmente) a un conjunto difuso y simultáneamente pertenecer (parcialmente) al complemento de dicho conjunto. Lo anterior no es posible en los conjuntos clásicos, ya que constituiría una violación al principio del tercer excluido.
- Las fronteras de un conjunto clásico son exactas, en tanto que las de un conjunto difuso son, precisamente, difusas, ya que existen elementos en las fronteras mismas, y estos elementos están a la vez dentro y fuera del conjunto.

Visto desde esta perspectiva se puede considerar que la lógica clásica es un caso límite de la lógica difusa. Así pues los conjuntos difusos pueden ser considerados como una generalización de los conjuntos clásicos, como se representa conceptualmente en la Figura 2.2.

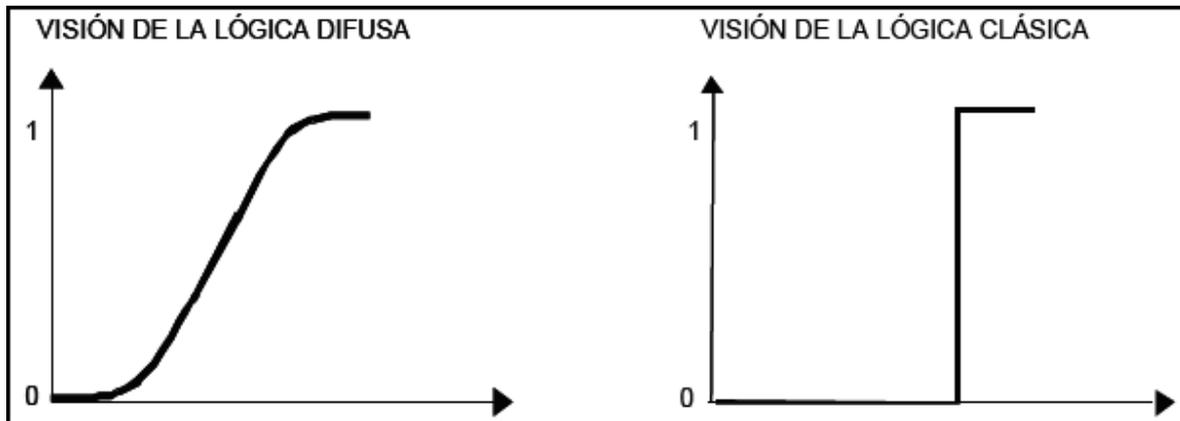


Figura 2.2.- Lógica Clásica versus Lógica Difusa.

Ahora bien, qué sentido puede tener el pertenecer parcialmente a un conjunto? En muchos casos puede tener más sentido que pertenecer totalmente a un conjunto; así, se tienen algunos ejemplos:

Ejemplo 1: Supóngase que se desea definir el conjunto de los estudiantes de la carrera de Ingeniería Electrónica de la Escuela Politécnica Nacional que están cursando el quinto semestre. Cómo clasificar a un estudiante que cursa dos materias de cuarto semestre, tres de quinto y una de sexto? y a otro que toma una materia de quinto semestre, y cinco de sexto? Evidentemente ambos son en parte miembros del conjunto Estudiantes de quinto semestre, pero sólo lo son parcialmente.

Ejemplo 2: Supóngase que se desea clasificar a los miembros de un salón de clase según su estatura en tres conjuntos, Bajos, Medianos y Altos. Podría plantearse que un individuo es Bajo, si se tiene una estatura inferior a, por ejemplo, 160 cm, que un individuo es Mediano, si tiene una estatura superior o igual a 160 cm e inferior a 180 cm, y que un individuo es Alto, si tiene una estatura superior o igual a 180 cm, con lo que se lograría una clasificación en conjuntos

clásicos. Sin embargo, qué tan grande es la diferencia que existe entre dos estudiantes de la clase, uno con estatura de 179 cm y otro de 180 cm? Ese centímetro de diferencia quizás no represente en la práctica algo significativo, y sin embargo los dos estudiantes han quedado rotulados con etiquetas distintas: uno es Mediano y el otro es Alto. Si se optase por efectuar la misma clasificación con conjuntos difusos estos cambios abruptos se evitarían, debido a que las fronteras entre los conjuntos permitirían cambios graduales en la clasificación. Figura 2.3.

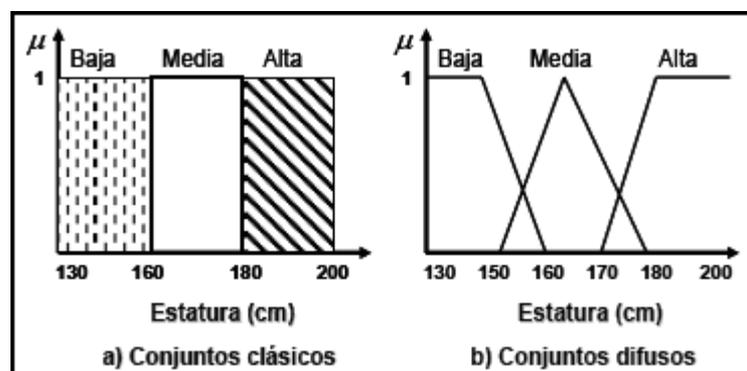


Figura 2.3.- Funciones de pertenencia para los conjuntos del ejemplo 2.

En la Figura 2.3. a) se tiene la representación del ejemplo 2 utilizando conjuntos clásicos. En esta representación una persona que mida 179 cm es considerada de estatura media y en cambio una persona con 180 ya no, esto no corresponde con la realidad.

En la Figura 2.3. b) se muestra cómo podría hacerse tal clasificación con conjuntos difusos. Se observa que existe un grado de pertenencia a los conjuntos difusos. Así una persona que tenga una estatura de 172 cm, pertenecería en un 40% al conjunto de personas con estatura media y en un 10% al de estatura alta.

2.1.3. FUNCIONES DE MEMBRESÍA.

Como ya se dijo anteriormente la teoría de conjuntos difusos contempla la pertenencia parcial de un elemento a un conjunto. Este grado de pertenencia se define mediante una función característica asociada al conjunto difuso, llamada

Función de Membresía. Así, si se define un conjunto difuso A con x elementos: la función de membresía quedaría definida por $\mu_A(x)$, donde para cada valor que pueda tomar un elemento o variable de entrada x, la función de membresía $\mu_A(x)$ proporciona el grado de pertenencia de este valor de x al conjunto difuso A. Muchos conceptos de teoría clásica de conjuntos se pueden hacer extensivos a los conjuntos difusos, otros son exclusivos e inherentes a la teoría de conjuntos difusos. Algunos de los más utilizados son los siguientes:

- El soporte de un conjunto difuso A en el universo de discurso U es un conjunto “crisp” (numérico) que contiene todos los elementos de U que tienen un valor de pertenencia distinto de cero en A, esto es:

$$sop(x) = \{x \in U / \mu_A(x) > 0\}$$

Si el soporte de un conjunto difuso no contiene ningún elemento, se tiene un conjunto difuso vacío. Si el soporte de un conjunto difuso es un solo punto, se tiene lo que se conoce como “singleton” difuso.

- El punto de cruce de un conjunto difuso es el punto de U cuyo valor de pertenencia al conjunto es igual a 0.5.
- Dos conjuntos difusos A y B son iguales si y sólo si sus funciones de membresía $\mu_A(x)$ y $\mu_B(x)$ son iguales.
- El conjunto difuso B contiene al conjunto difuso A, esto es $A \subset B$, si y sólo si $\mu_A(x) \leq \mu_B(x)$ para todo $x \in U$.

La función de membresía proporciona una medida del grado de similaridad de un elemento de U con el conjunto difuso. La forma de la función de membresía utilizada, depende del criterio aplicado en la resolución de cada problema y variará en función de la cultura geográfica, época o punto de vista del usuario. La

única condición que debe cumplir una función de membresía es que tome valores entre 0 y 1, con continuidad.

Las funciones características más comúnmente utilizadas por su simplicidad matemática y su manejabilidad son: triangular, trapezoidal, gaussiana, sigmoideal, gama, pi, campana, etc., como se visualiza en la Figura 2.4; siendo la triangular la forma más utilizada para una función de membresía.

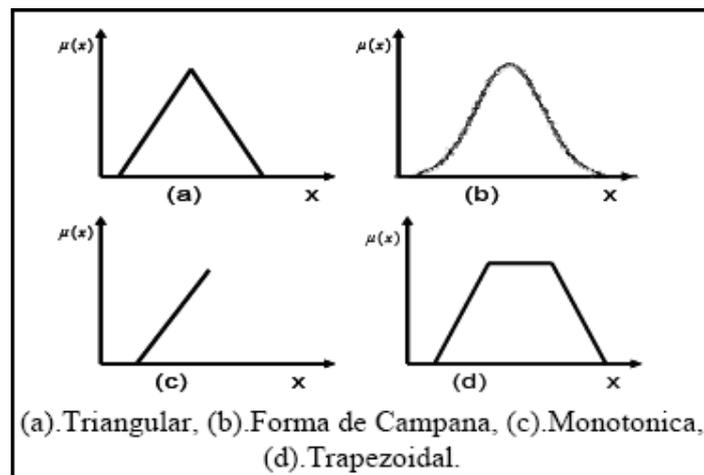


Figura 2.4.- Funciones de membresía más utilizadas.

Conceptualmente existen dos aproximaciones para determinar la función característica asociada a un conjunto: la primera aproximación está basada en el conocimiento humano de los expertos y la segunda aproximación es utilizar la colección de datos para diseñar la función.

El número de funciones características asociadas a una misma variable es elegido por el experto: a mayor número de funciones características tendremos mayor resolución, pero también mayor complejidad computacional.

Además, estas funciones pueden estar solapadas o no, el hecho de estar solapadas pone de manifiesto un aspecto clave de la lógica difusa: una variable puede pertenecer con diferentes grados a varios conjuntos difusos a la vez, es decir, “el vaso puede estar medio lleno y medio vacío a la vez”.

De esta manera para el ejemplo de las estaturas, se puede escoger dos alternativas adicionales en la forma de las funciones de membresía, tal como se puede observar en la figura 2.5.

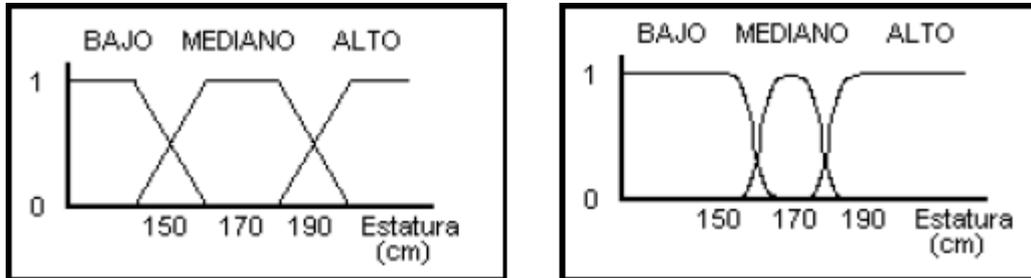


Figura 2.5.- Representaciones alternativas para el ejemplo de las estaturas.

2.1.4. OPERACIONES ENTRE CONJUNTOS DIFUSOS.

Las tres operaciones básicas entre conjuntos clásicos: Unión, Intersección y Complemento, se definen también para los conjuntos difusos, intentando mantener el significado de tales operaciones. La definición de estas operaciones se hace empleando el concepto de función de pertenencia de los conjuntos.

Complemento: Para un conjunto difuso A definido sobre un Universo de discurso U , y cuya función de pertenencia es $\mu_A(x)$; el resultado de efectuar la operación de Complemento (que en lógica binaria es el equivalente de la operación NOT), es un nuevo conjunto difuso A' definido sobre el mismo Universo, y con función de pertenencia $\mu_{A'}(x)$, dada por:

$$\mu_{A'}(x) = 1 - \mu_A(x)$$

Unión: Para dos conjuntos difusos A y B definidos sobre el mismo Universo de discurso, y con funciones de pertenencia $\mu_A(x)$ y $\mu_B(x)$; el resultado de efectuar la operación de unión entre estos dos conjuntos (que en lógica binaria es el equivalente de una operación OR), es un nuevo conjunto difuso $A \cup B$ definido sobre el mismo universo, y con función de pertenencia $\mu_{A \cup B}(x)$, dada por:

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\}$$

Intersección: Para dos conjuntos difusos A y B definidos sobre el mismo Universo de discurso, y con funciones de pertenencia $\mu_A(x)$ y $\mu_B(x)$; el resultado de efectuar la operación de intersección entre estos dos conjuntos (que en lógica binaria es el equivalente de una operación AND), es un nuevo conjunto difuso $A \cap B$ definido sobre el mismo universo, y con función de pertenencia $\mu_{A \cap B}(x)$, dada por:

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\}$$

Estas tres operaciones definidas para conjuntos difusos cumplen, al igual que en la teoría clásica de conjuntos, asociatividad, conmutatividad y distributividad así como las leyes de Morgan.

Las funciones que definen la unión y la intersección de conjuntos difusos pueden generalizarse, a condición de cumplir ciertas restricciones. Las funciones que cumplen estas condiciones se conocen como Conorma Triangular (T-Conorma) y Norma Triangular (T-Norma). Los principales operadores que cumplen las condiciones para ser t-conormas son el operador máximo y la suma algebraica $\{\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) - \mu_A(x)\mu_B(x)\}$ y los principales operadores para ser t-normas son el operador mínimo y el producto algebraico $\{\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x)\mu_B(x)\}$. En la mayoría de las aplicaciones a la ingeniería se usan como t-conormas el operador máximo y como t-normas los operadores mínimo y producto.

Sin embargo hay que destacar que existen dos leyes fundamentales de la teoría clásica de conjuntos como son el principio de contradicción: $A \cup B = U$ y el principio de exclusión $A \cap \bar{A} = \emptyset$ que no se cumplen en la teoría de conjuntos difusos.

A fin de aclarar todo lo mencionado anteriormente, se muestra el siguiente ejemplo: sea A un intervalo difuso entre 5 y 8; y B un número difuso entorno a 4. Las figuras correspondientes se muestran en la Figura 2.6.

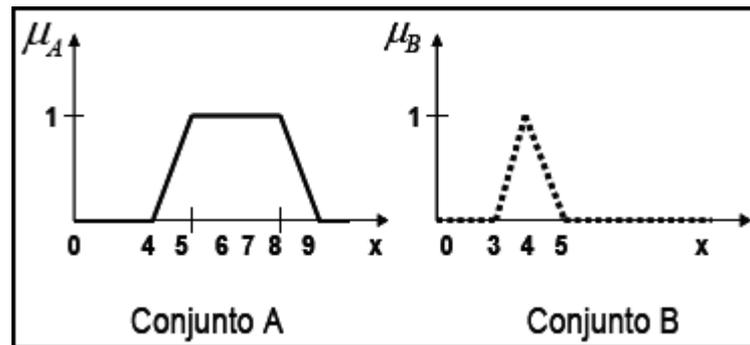


Figura 2.6.- Conjuntos difusos A y B.

En la figura 2.7 se muestran los resultados de las operaciones OR, AND y NOT entre los conjuntos difusos A y B. Los resultados se ven en línea acotada delgada.

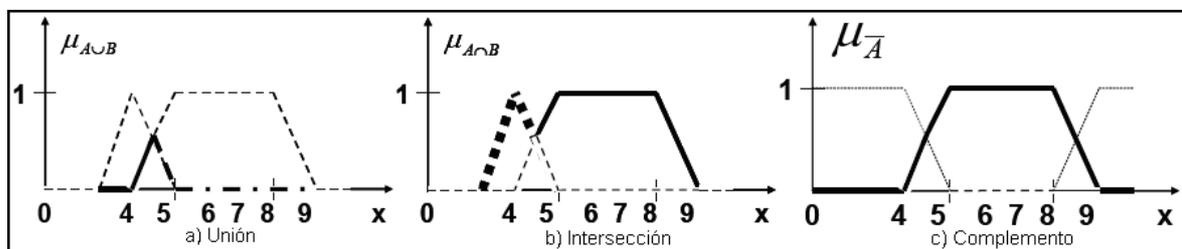


Figura 2.7.- Operaciones de OR; AND y NOT entre los conjuntos A y B.

2.1.5. PRINCIPIOS DE LÓGICA PROPOSICIONAL.

Como es bien sabido se puede establecer un isomorfismo entre la teoría de conjuntos, la lógica proposicional y el álgebra booleana que garantiza que cada teorema enunciado en una de ellas tiene un homólogo en las otras dos. La existencia de estos isomorfismos permitirá traducir las reglas difusas a relaciones entre conjuntos difusos y éstas a términos de operadores algebraicos con los que se puede trabajar. En la Tabla 2.1 se muestra la correspondencia de algunos operadores.

Teoría de Conjuntos	Álgebra Booleana	Lógica Tradicional
Intersección	Conjunción	AND
Unión	Disyunción	OR
Complemento	Negación	NOT

Tabla 2.1.- Correspondencia entre operadores.

Ahora bien, el razonamiento lógico consiste en la combinación de proposiciones para producir nuevas proposiciones; así, la combinación de las proposiciones "X es A" y "Y es B" mediante el operador AND da como resultado la proposición "X es A AND Y es B".

En lógica difusa una proposición puede representarse por un conjunto difuso: "X es A" corresponde a un conjunto A con función de pertenencia $\mu_A(x)$, mientras que "Y es B" corresponde a un conjunto B con función de pertenencia $\mu_B(x)$, y la combinación de estas dos proposiciones con el operador AND, es decir la proposición "X es A AND Y es B" corresponde a un nuevo conjunto difuso con función de pertenencia $\mu_{A \text{ AND } B}(x, y) = \min\{\mu_A(x), \mu_B(y)\}$.

2.1.6. IMPLICACIÓN DIFUSA.

Un análisis especial debe hacerse con el operador lógico de implicación \Rightarrow , que combina dos proposiciones con la expresión *Si... Entonces... (If ... Then...)*, y que es el fundamento de las inferencias realizadas en sistemas de lógica difusa.

El operador lógico de implicación \Rightarrow , permite encontrar un camino matemático para evaluar proposiciones como las siguientes: *"Si las vibraciones son altas Entonces el rodamiento está desgastado"*, o *"Si los ingresos del cliente son bajos Entonces su capacidad de endeudamiento es poca"*. A la relación entre dos proposiciones a través del operador lógico de implicación, se las llama también reglas, las mismas que servirán en lo posterior para definir la base de reglas de los sistemas de control difuso.

En términos de lógica difusa se puede decir que la proposición "Si u es A, entonces v es B", donde $u \in U$ y $v \in V$, tiene asociada una función de membresía $\mu_{A \rightarrow B}(x, y)$ que toma valores en el intervalo [0, 1]. Es decir, cada una de las reglas o proposiciones *if-then* es a su vez un conjunto difuso con su función de membresía, que mide el grado de verdad de la relación de implicación entre x e y.

En la teoría clásica preposicional existen dos importantes reglas de inferencia: el *Modus Ponens* (razonamiento directo) y *Modus Tollens* (razonamiento inverso). En lógica difusa el *Modus Ponens* se extiende a lo que se llama *Modus Ponens Generalizado* y que se puede resumir de la siguiente forma:

Premisa 1: "u es A*"

Premisa 2: "si u es A entonces v es B"

Consecuencia: "v es B*"

En donde el conjunto difuso A* no tiene porque ser necesariamente el mismo conjunto que el conjunto difuso A del antecedente de la regla y el conjunto difuso B* tampoco tiene porque ser necesariamente el mismo que el conjunto difuso B que aparece en el consecuente de la regla.

2.1.7. INFERENCIA DIFUSA.

La Inferencia lógica consiste en la combinación de proposiciones y reglas para producir nuevas proposiciones. Así, al combinar la proposición " X es A " con la regla " IF X es A THEN Y es B "; se puede inferir la proposición " Y es B ". Con lo que:

Como se ve, las reglas expresan un tipo de relación entre dos o más variables difusas y representa una implicación lógica, donde el conocimiento se expresa por reglas.

En general el mecanismo de inferencia tiene la forma señalada, entonces la inferencia para la lógica difusa tendrá la misma forma, teniendo su principal diferencia en que dos proposiciones no necesariamente deben ser idénticas, debido a que las fronteras de los conjuntos no son precisas. Así, al combinar la proposición " X es A* " con la regla " IF X es A THEN Y es B ", puede obtenerse la proposición "Y es B*", tal como se explica en la Figura 2.8.

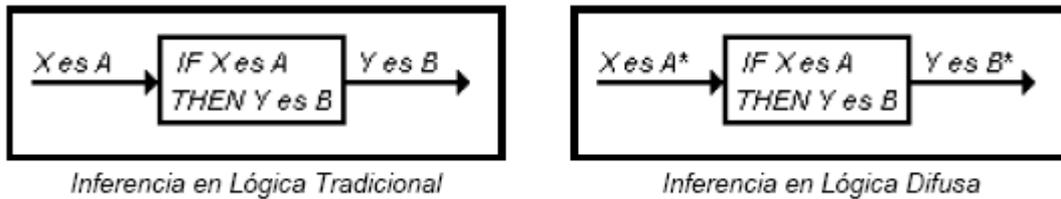


Figura 2.8.- Reglas de inferencia.

2.2. VARIABLES Y TÉRMINOS LINGÜÍSTICOS.

Se denomina variable lingüística a aquella que puede tomar por valor términos del lenguaje natural, como: temperatura ambiente, estatura, velocidad, etc., lo que se había definido dentro de conjuntos difusos como universo de discurso. Es decir, una variable lingüística nos permite especificar la incertidumbre o subjetividad de un determinado concepto.

Una variable lingüística tiene, entre otras cosas, una colección de atributos que puede adquirir la variable, y cada atributo está representado por un conjunto difuso. Así, retomando el ejemplo de las estaturas, la variable *Estatura* tendría tres atributos, *Bajo*, *Mediano* y *Alto*, y cada uno de estos atributos estaría representado por un conjunto difuso respectivo. Estos atributos reciben el nombre de *Términos Lingüísticos*. Estos términos lingüísticos vienen a constituirse en las funciones de membresía de una variable lingüística.

El objeto principal de estos conceptos es expresar de manera formal el hecho de que pueden asignarse como valores de una variable, palabras tomadas del lenguaje natural.

Debido a que un Sistema de Lógica Difusa puede, en general, tener varias entradas y varias salidas, la forma genérica de las reglas presentes en la Base de Reglas es la siguiente:

IF X1 es A1 AND X2 es A2 AND ... AND Xm es Am THEN Y1 es B1 AND Y2 es B2 AND... AND Yn es Bn

En estas reglas, $A_1, A_2, \dots, A_m, B_1, B_2, \dots, B_n$ son los Términos Lingüísticos de las Variables Lingüísticas respectivas.

2.3. MODELOS DIFUSOS LINGÜÍSTICOS.

Estos modelos se basan en un conjunto de reglas heurísticas donde las variables lingüísticas de las entradas y salidas se representan por conjuntos difusos.

Los mecanismos de Inferencia presentados anteriormente permiten obtener Conjuntos difusos a partir de la combinación de Conjuntos difusos con reglas de la forma *If... Then...* Un Sistema de Lógica Difusa aprovecha esos mecanismos como el motor de cálculo de un sistema cuyas entradas y salidas son números concretos.

La estructura básica de un Sistema de Lógica Difusa se muestra en la figura 2.9. El sistema recibe varias entradas numéricas y entrega varias salidas numéricas.

El bloque de *Fusificación* se encarga de convertir las entradas en conjuntos difusos, que son entregados al bloque *Máquina de Inferencia*; este bloque, apoyado en un conjunto de reglas de la forma *If... Then...* almacenadas en la *Base de Reglas*, produce varios conjuntos difusos para que el bloque de *Defusificación* los tome y los convierta en salidas numéricas concretas.

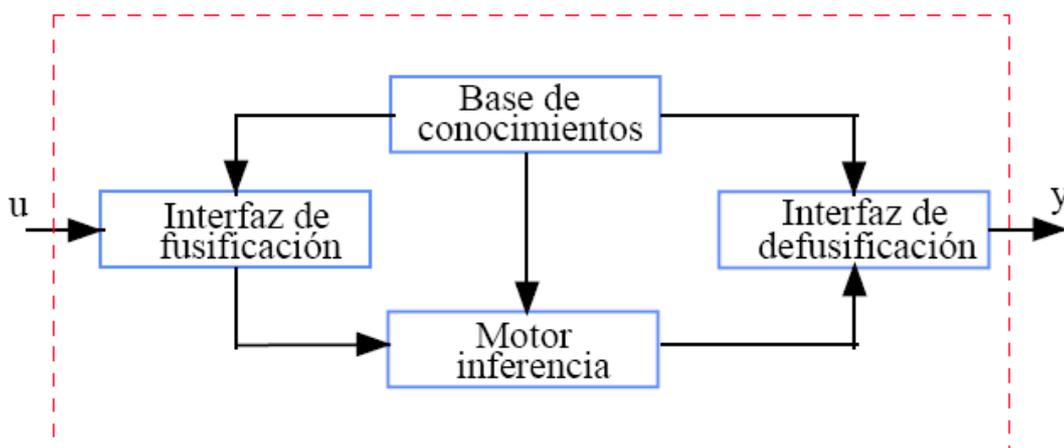


Figura 2.9.- Estructura de un Sistema Difuso.

2.3.1. FUSIFICACIÓN.

En esta etapa se transforma las variables de entrada del modelo (u) en variables difusas, donde a cada variable de entrada se le asigna un grado de pertenencia a cada uno de los conjuntos difusos que se han considerado, mediante las funciones de membresía asociadas a estos conjuntos difusos. Para esta interfaz se deben tener definidos los rangos de variación de las variables de entrada y los conjuntos difusos asociados con sus respectivas funciones de pertenencia. Las variables de entrada son valores concretos de las variables de entrada y las salidas son grados de pertenencia a los conjuntos difusos considerados.

2.3.2. BASE DE CONOCIMIENTO.

Contiene las reglas lingüísticas del control y la información referente a las funciones de pertenencia de los conjuntos difusos. Como ya se ha visto en la parte de inferencia difusa, las reglas tienen la forma “Si u es A y v es B entonces y es C” donde A, B y C son los conjuntos difusos de las variables de entrada u y v , y de la variable de salida y respectivamente.

Existen varias formas de derivar las reglas, entre las que destacan las basadas en:

- La experiencia de expertos y el conocimiento de ingeniería de control. La base de reglas se determina a partir de entrevistas con el operador o a través del conocimiento de la dinámica del proceso.

- La modelación del proceso. Los parámetros de la base de conocimiento se obtienen a partir de datos de entrada y salida del proceso.

2.3.3. MOTOR DE INFERENCIA.

El motor de inferencia usan los principios de la lógica difusa acerca de la inferencia difusa, para realizar un mapeo de los conjuntos difusos de entrada a los

conjuntos difusos de salida. Cada regla es interpretada como una implicación difusa. Es decir el bloque de inferencia es aquel en el cual se realiza la “traducción matemática” de las reglas difusas: estas reglas modelan el sistema, pero para poder trabajar con ellas y extraer un resultado, se debe evaluar matemáticamente la información que reflejan.

Esta etapa realiza la tarea de calcular las variables de salida a partir de las variables de entrada, mediante las reglas del controlador y la inferencia difusa, entregando conjuntos difusos de salida. Este bloque mediante mecanismos de inferencia relaciona conjuntos difusos de entrada y de salida.

La secuencia de cálculos que realiza el motor de inferencia incluye:

- Determinar el grado de cumplimiento de cada regla a partir de los grados de pertenencia de las variables de entrada obtenidos en la etapa de fusificación.

Debido a que las premisas de las reglas están unidas por operadores AND, definidas como la intersección de conjuntos difusos.

- Como se sabe, para cada regla se tiene una consecuencia, que tiene asociado una función de pertenencia. Por lo tanto a la salida se tendrá un conjunto difuso de salida representado por su respectiva función de pertenencia.

- Para evaluar el conjunto total de reglas, se unen los conjuntos difusos resultantes de cada regla, generándose un conjunto de salida que estará representada por una norma.

De esta forma, se obtiene una salida difusa del controlador, con una función de pertenencia.

2.3.4. DEFUSIFICACIÓN.

En este bloque a partir del conjunto difuso obtenido en el bloque de inferencia y mediante métodos matemáticos de defusificación, se obtiene el valor concreto de la variable de salida.

Este elemento provee salidas discretas y determinísticas a partir de los conjuntos difusos obtenidos como resultado de la inferencia.

2.3.4.1. Métodos de Defusificación.

El bloque defusificador tiene como entrada el conjunto difuso de salida, resultado del bloque de inferencia y la salida es un valor concreto de la variable de salida. Para obtener a partir del conjunto difuso de salida que resulta la agregación de todas las reglas, un resultado escalar, se aplican métodos matemáticos, que son: método del máximo, método del centroide y método de la altura.

Método del máximo (CoM): se elige para la variable de salida aquel para el cual la función característica del conjunto difuso de salida es máxima. Es decir la salida corresponde al valor para el cual la función de pertenencia asociada alcanza su máximo. En general no es un método óptimo, ya que este valor máximo puede ser alcanzado por varias salidas.

En el primer paso de este método, se determina el valor típico de cada término en la variable lingüística de salida. En el segundo paso, se calcula el mejor arreglo con un pesado promedio (término medio) de los valores típicos de los términos.

La mejor aproximación para determinar el valor típico de cada término es encontrar el máximo de la correspondiente función de membresía. En el caso de funciones de membresía trapezoidal, escoge la media del intervalo maximizado.

Método del centroide (CoG): también llamado el método del centro de área (CoA), utiliza como salida del sistema el centro de gravedad de la función característica de salida. Matemáticamente está definida por:

$$\bar{y} = \frac{\int y\mu_B(y)dy}{\int \mu_B(y)dy}$$

Es el método más utilizado en aplicaciones de la lógica difusa a la ingeniería, ya que se obtiene una solución única, su representación se muestra en la Figura 2.10.

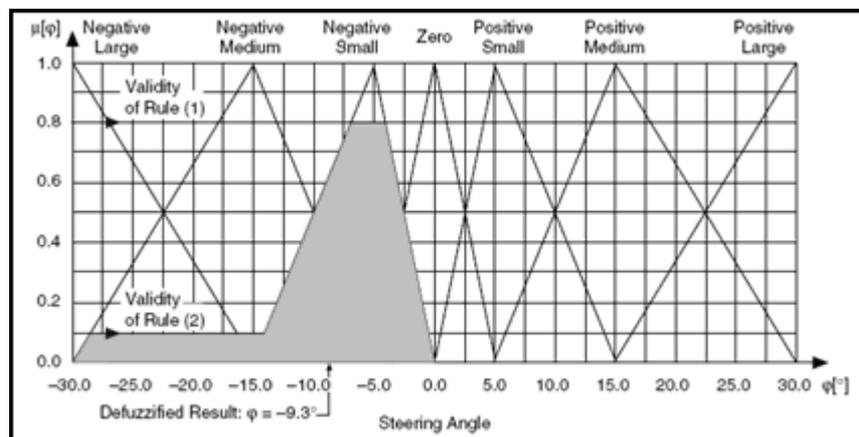


Figura 2.10. Defusificación acorde la método CoM

Los métodos de defusificación (CoM y CoG) son usados generalmente en las aplicaciones de control en lazo cerrado. Estos métodos usualmente llevan a señales de salida continuas, porque el mejor arreglo nunca salta a un diferente valor con un pequeño cambio de las entradas.

Método de la altura: se calcula para cada regla del centro de gravedad del conjunto difuso de salida B_m y después se calcula la salida del sistema como la media ponderada.

$$y_h = \frac{\int \bar{y}_m \mu_{B_m}(\bar{y}_m) dy}{\int \mu_{B_m}(\bar{y}_m) dy}$$

2.3.5. ENTRENAMIENTO DE UN SISTEMA DE LÓGICA DIFUSA.

Cuando un Sistema de Lógica Difusa cuenta con un mecanismo de entrenamiento, se dice que es un *Sistema Difuso Adaptativo*. Los mecanismos de entrenamiento son algoritmos que le permiten al sistema cambiar su diseño para ajustarse (esto es, para adaptarse) a algunas exigencias específicas.

En general, los algoritmos de entrenamiento diseñan sólo una parte del Sistema de Lógica Difusa, generalmente la Base de Reglas, o la definición de las Variables Lingüísticas, o en algunos casos ambas cosas. Los demás parámetros los debe seleccionar el usuario.

Ciertos Sistemas de Lógica Difusa son *Aproximadores Universales*, es decir, satisfacen una propiedad según la cual se sabe que cualquier función real continua, puede ser aproximada con el grado de precisión que se desee por uno de estos Aproximadores. Esta propiedad asegura entonces la existencia de un Sistema de Lógica Difusa con el que se puede representar, cualquier función no lineal continua. Sin embargo, aunque se sabe que tal Sistema existe, no se conoce un procedimiento exacto para saber cuál es.

En general, los algoritmos de entrenamiento son procedimientos lógicos que intentan diseñar un Sistema de Lógica Difusa que aproxime alguna función desconocida.

En segundo lugar, un Sistema generalmente está basado principalmente en el conocimiento (expresado lingüísticamente) que se tiene sobre un cierto problema. Sin embargo, en muchas ocasiones este conocimiento es insuficiente, o se encuentra acompañado de información numérica. Tal es el caso de muchas plantas industriales, donde además de un conocimiento general sobre el comportamiento de la planta, pueden existir registradores que midan y almacenen algunas de las variables del proceso.

Los algoritmos de entrenamiento son capaces de incorporar esta información numérica, junto con la información lingüística en un mismo Sistema de Lógica Difusa. Esta unión de los dos tipos de conocimiento, lingüístico y numérico, en un mismo marco conceptual, hace de los Sistemas Difusos Adaptativos algo excepcional.

Un Sistema Difuso Adaptativo puede entonces intentar diseñarse él mismo para cumplir una función específica. Esta propiedad de *autoorganización* hace que sea sensato proponer los Sistemas de Lógica Difusa como solución a problemas complejos, en los que las representaciones matemáticas exactas no se conocen, o son lo suficientemente complicadas como para que no sea práctico emplearlas.

Tal como se afirma unos párrafos arriba, la investigación en algoritmos de entrenamiento es uno de los temas de mayor auge en la actualidad, y por esa razón aún es muy temprano para poder sopesar adecuadamente las bondades de uno u otro algoritmo en aplicaciones reales. No obstante, puede hacerse una distinción entre dos tipos de algoritmos, según el efecto final que tienen sobre el Sistema de Lógica Difusa:

Pues bien, algunos algoritmos de entrenamiento diseñan el sistema en forma tal, que una vez concluido el diseño es virtualmente imposible entenderlo, es decir, es imposible extraer conocimiento lingüístico del sistema diseñado. Otros, por su parte, efectúan un diseño tal que es posible emplearlo para interpretar el sistema diseñado. Los primeros son algoritmos *Aproximativos* y los segundos son algoritmos *Descriptivos*.

2.3.6. TIPOS DE CONTROLADORES DIFUSOS.

Los controladores difusos se pueden clasificar en dos tipos: Controlador tipo Takagi-Sugeno y Controlador tipo Mamdani.

Estos modelos se caracterizan por relaciones basadas en reglas difusas, donde las premisas de cada regla representan sub-espacios difusos y las consecuencias son una relación lineal de entrada-salida.

La principal diferencia entre estos controladores radica en la consecuencia de las reglas. Para el controlador tipo Mamdani esta consecuencia es un conjunto difuso y para el tipo Takagi-Sugeno es una función lineal de las entradas. Para el diseño de un controlador tipo Takagi-Sugeno se necesita un conocimiento cuantitativo de la planta, en cambio para el tipo Mamdani no se necesita sino un conocimiento mucho más empírico.

Los modelos difusos propuestos por Takagi y Sugeno (1985), tienen la particularidad de que las consecuencias de cada regla son ecuaciones lineales. Esta característica permite que para cada sub-espacio lineal o regla del modelo, se pueda derivar un controlador basado en la teoría de control lineal. Por lo tanto, se puede obtener un controlador difuso, que combine las acciones de los controladores lineales de cada regla.

2.4. ESTRUCTURA DE UN CONTROLADOR DIFUSO.

Un controlador difuso está compuesto de los siguientes tres pasos de cálculo: fusificación, inferencia difusa y defusificación. Las reglas lingüísticas integradas en la base de reglas del controlador, implementan la estrategia de control en base al conocimiento o experiencia de ingeniería que se tiene sobre la aplicación a controlar.

Un controlador difuso tiene una estructura estática y determinística, como se muestra en la figura 2.11, la cual se puede describir con una curva de características de entrada y salida.

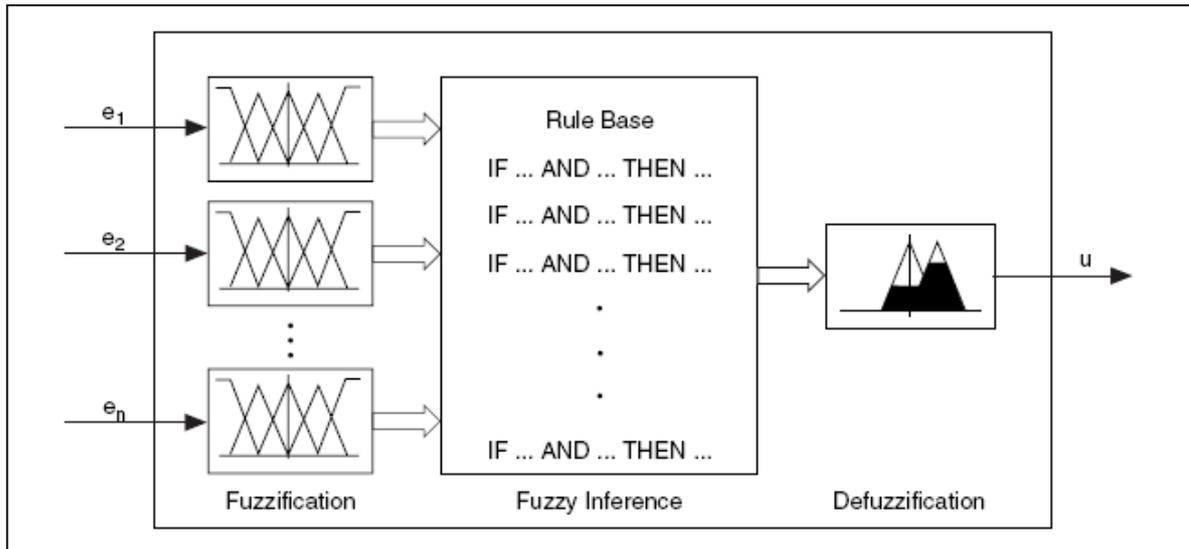


Figura 2.11.- Estructura Interna de un Controlador Difuso.

En principio hay dos formas de implementar un controlador difuso: El primero es un Controlador Difuso Offline, donde se transforman los tres pasos de cálculo anteriormente mencionados en una tabla de referencia, de la cual se pueden derivar los valores de comando, así mismo se puede usar interpolación para calcular los valores de comando intermedio.

El Segundo es un Controlador Difuso Online, donde se evalúan los tres pasos de cálculo de forma online. Esta es la forma de implementación estándar para un controlador difuso.

2.4.1. CONTROLADOR DIFUSO EN LAZO CERRADO.

Existen muchas diferentes maneras de usar controladores difusos en lazo cerrado. La estructura más básica usa la señal del sensor del proceso como señal de entrada para el controlador difuso, y la salida como valor de comando para manejar el actuador del proceso. La representación de un control en lazo cerrado se muestra en la Figura 2.12.

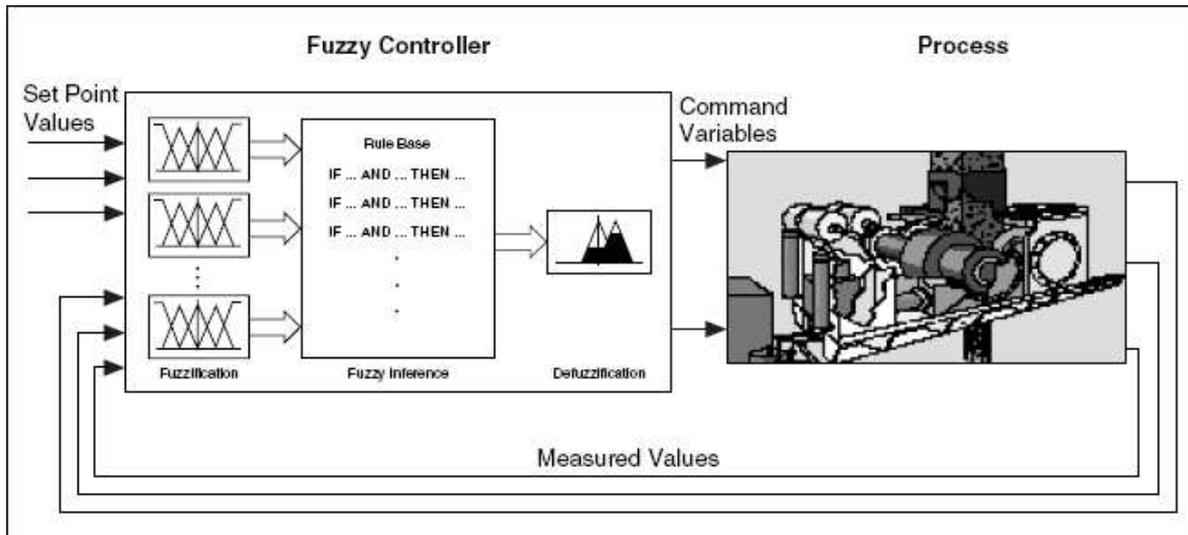


Figura 2.12.- Estructura Simple de un Controlador Difuso en Lazo Cerrado.

En las aplicaciones de control difuso puro son más las excepciones que las reglas. En muchos casos la salida del controlador difuso sirve como parámetro de referencia, tales como ganancias que se proporciona a un controlador convencional, en lugar de manejar actuadores en el proceso directamente.

2.5. CONTROLADOR DIFUSO PI.

La figura 2.13 presenta el diagrama de un controlador PI difuso incremental, donde las señales de entrada son el error $e(t)$ y su derivada $e'(t)$, y la salida es el cambio incremental en la variable manipulada $u'(t)$. Si la señal de salida describe la diferencia necesaria entre el actual valor de salida, se necesita un subsecuente dispositivo integrador para construir el comando del valor de la variable.

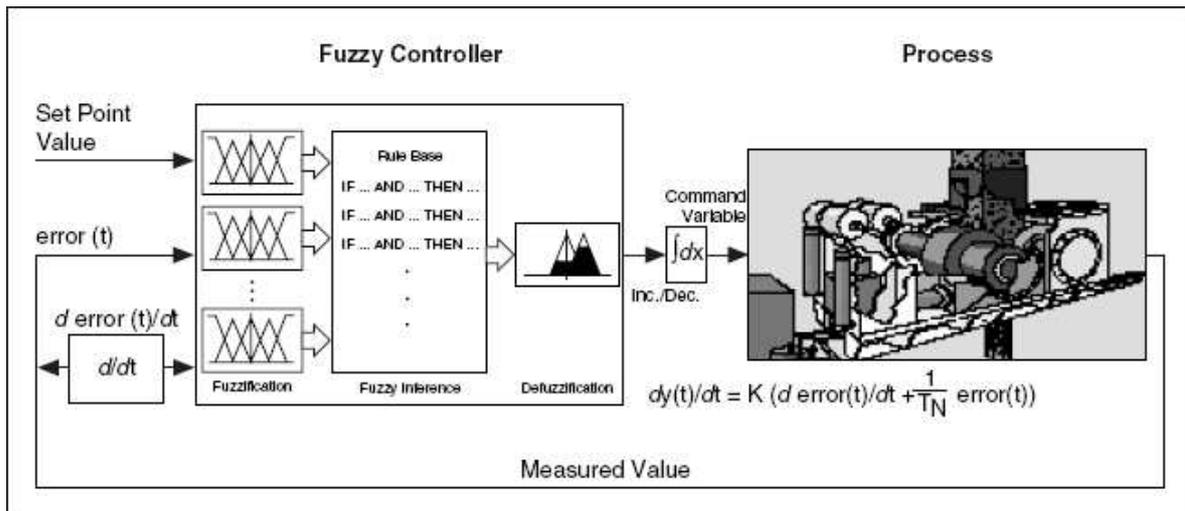


Figura 2.13.- Estructura de Controlador Difuso PI en lazo cerrado.

Un Controlador Difuso PI es un controlador difuso con dos entradas y una salida, donde el valor de la salida crece o decrece a medida que la entrada del error también crece o decrece.

El beneficio de un Controlador Difuso PI es que este no tiene un especial punto de operación. Las reglas evalúan la diferencia entre el valor medido y el valor seteado (error). Las reglas también evalúan la tendencia de la señal de error para determinar si se incrementa o decremente la variable de control. El valor absoluto de la variable de control, no tiene influencia.

La ventaja de un Controlador Difuso PI sobre un controlador convencional PI, es que este puede implementar estrategias de control no lineal y que usa reglas lingüísticas, además es posible considerar solo la tendencia del error cuando el error llega a ser pequeño.

A todas las ventajas anteriormente mencionadas, se suma que para un Controlador Difuso se puede usar la experiencia y el conocimiento ganado por el operador, para formar una base de reglas lingüísticas con mucho menos esfuerzo.

2.5.1. CARACTERÍSTICAS I/O DE UN CONTROLADOR DIFUSO.

Se puede diseñar un Controlador difuso, para ser un controlador de características no lineales. La base de reglas y funciones de membresía que modelan los términos de las entradas lingüísticas y variables de salida para el controlador determinan el comportamiento del controlador. Esto debido a que el controlador no tiene aspectos dinámicos internos, las características de entrada y salida pueden ser completamente la respuesta transitoria del controlador.

Para ilustrar como las características de entrada y salida de un controlador difuso dependen de los parámetros de diseño, tales como la base de reglas y la especificación de las funciones de membresía, se tiene el siguiente ejemplo.

En la Figura 2.14 se muestran las características de entrada y salida de un controlador difuso que tiene sólo tres términos lingüísticos tanto para la variable de entrada x como para la variable de salida y . Como es lógico la base de reglas consta de tres reglas, las cuales indican que el incremento en el valor de entrada causa en la salida un incremento.

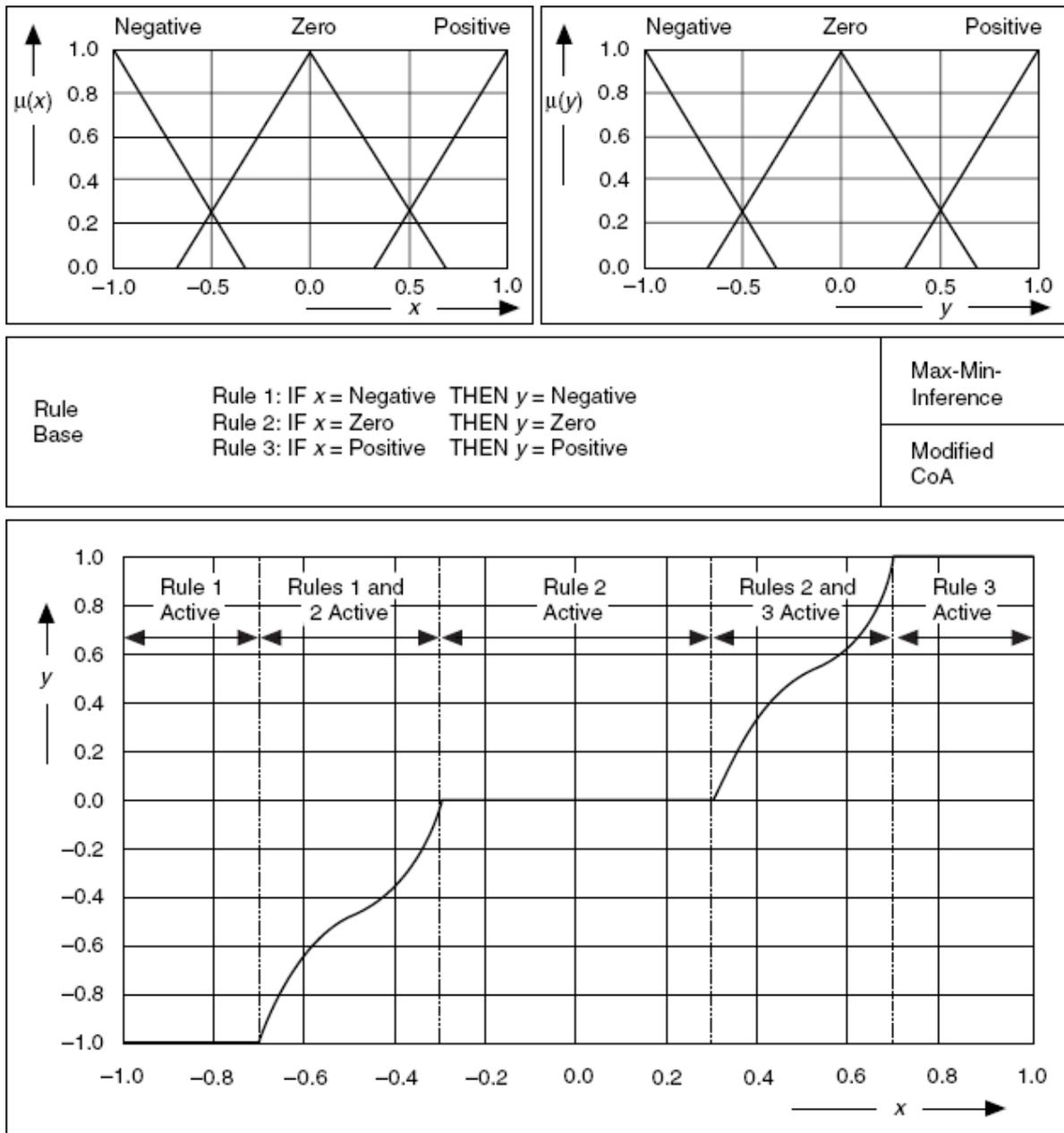


Figura 2.14.- Características de un Controlador Difuso, con términos parcialmente traslapados.

Como se puede ver, las características del controlador muestran un comportamiento no lineal. Se obtienen diferentes intervalos dentro de las características del controlador porque los términos de entrada están parcialmente traslapados. Hay sólo una regla válida afuera de las regiones traslapadas, así la salida tiene un constante valor determinado, dado por el término de salida de la variable de salida, el cual es independiente del grado de verdad para una determinada regla.

Así mismo se observa como los términos que no están totalmente traslapados, producen un comportamiento no lineal del sistema.

La Figura 2.15 muestra las características del controlador para términos que están totalmente traslapados.

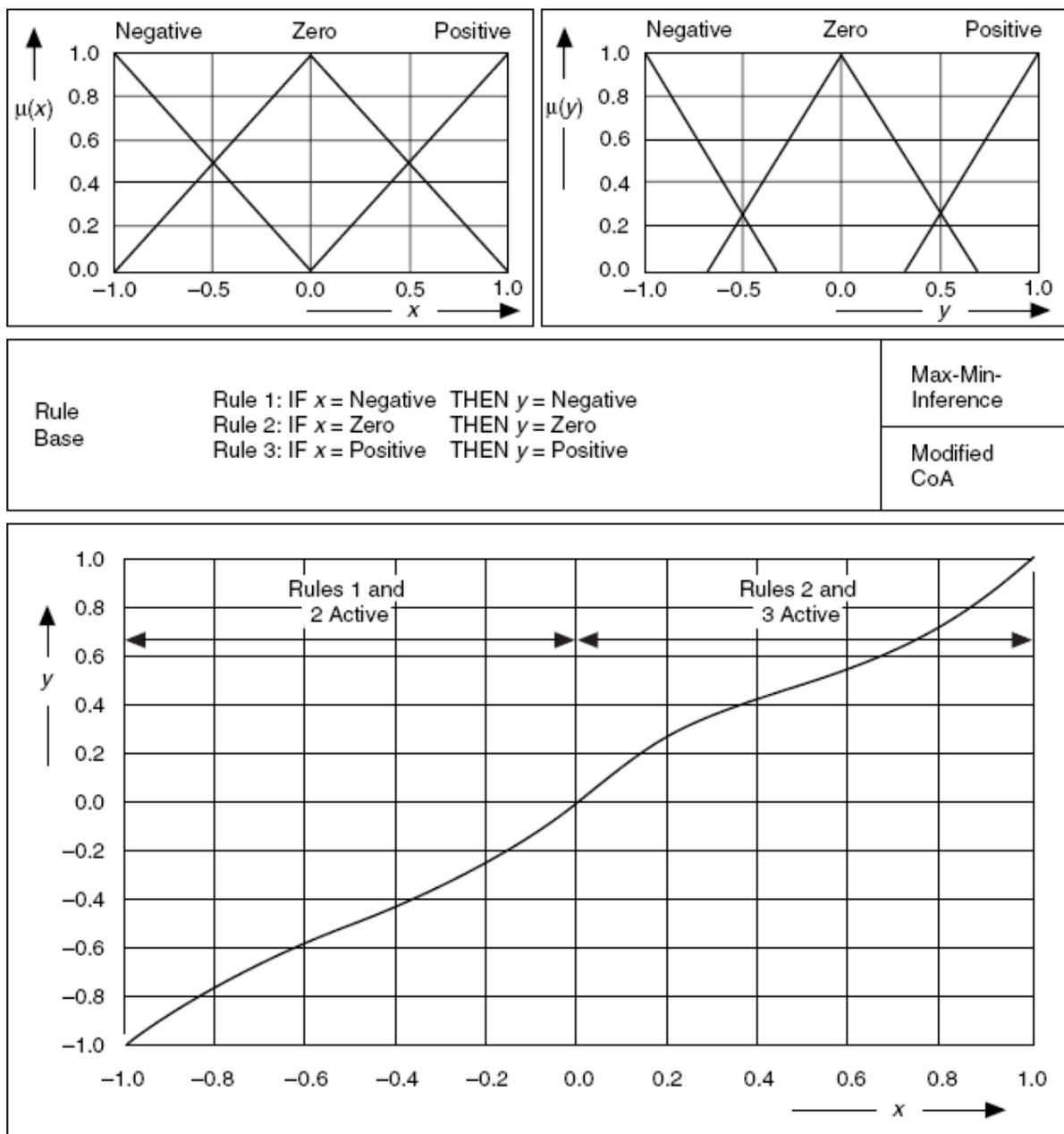


Figura 2.15. Características de un Controlador Difuso, con términos totalmente traslapados

Como se observa los términos traslapados totalmente, siempre producen una regla activa, gracias a lo cual se tienen un comportamiento del sistema mucho más estable y su comportamiento tiende a ser lineal.

CAPÍTULO 3. IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR DIFUSO DEL PROTOTIPO AERODINÁMICO

3.1. INTRODUCCIÓN

Este capítulo hace referencia a la construcción, diseño e implementación del prototipo realizado.

La variable a controlar es el ángulo de elevación de la lámina de acrílico, es decir se debe controlar el voltaje de alimentación del actuador, que para el presente caso es el motor de CC, y para esto se utiliza una técnica conocida como PWM (modulación por ancho de pulso), esta señal es generada con la ayuda del PIC16F628 (Anexo A), con el objetivo de mantener completamente separado la parte de control con la de potencia.

También se incluye el diseño de los otros componentes como son: el acondicionamiento de la señal, que está dado por el puente de Wheatstone, el amplificador de instrumentación y por supuesto el controlador difuso en si, que está desarrollado en el paquete LabVIEW 8.5.

Las variables de este sistema son presentadas en dicho paquete, además de los gráficos en tiempo real de dichas variables como: el set point, el error, la señal de salida, etc.

El diagrama de bloques del sistema completo se presenta en la figura 3.1.

Se necesitan de algunas fuentes para el funcionamiento del sistema: una para el acondicionamiento de señal que es de 12V, esta fuente además alimenta el puente de Wheatstone. Otra fuente que se necesita, es la del opto-acoplador, para mantener aislada la parte de control con la parte de potencia, ésta es de 18V, voltaje necesario para que el opto-acoplador funcione adecuadamente.

La fuente de potencia está dada por un dispositivo que entrega hasta 13.8V y una corriente de hasta 15A, necesario para el correcto funcionamiento del motor de CC.

Para la entrada y salida de datos se utiliza una la tarjeta de adquisición de datos NI USB 6008 (Anexo A), como su nombre lo indica tiene un terminal USB y posee canales de entrada y salida tanto analógicos como digitales.

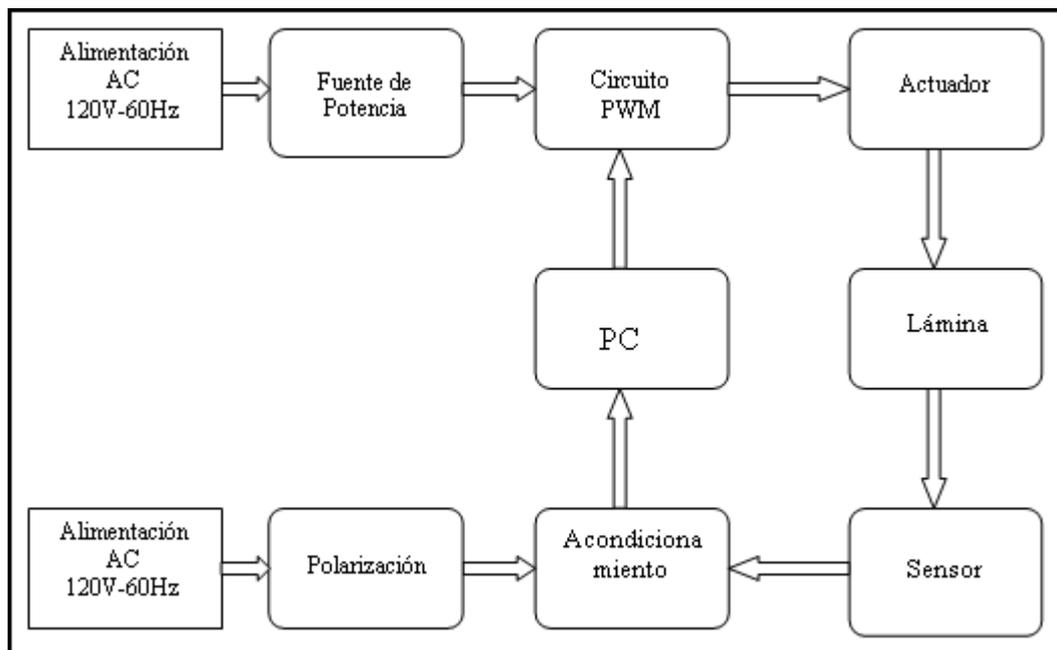


Figura 3.1 Esquema general del sistema a implementarse.

3.2. ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL DE ENTRADA.

La señal de entrada al PC, viene dada por el voltaje que proporciona el sensor, que es un potenciómetro lineal. Esta es una señal cuya variación es pequeña, por lo que necesita ser amplificada y luego normalizada de 0 a 5V, para así, poder usar esta señal junto con la tarjeta de adquisición de datos. Para esto, se toma la señal del sensor y se la lleva a un puente de Wheatstone, luego la señal se amplifica y normaliza con un amplificador de instrumentación.

3.2.1. EL SENSOR.

Un sensor es un dispositivo capaz de transformar magnitudes físicas, llamadas variables de instrumentación, en magnitudes eléctricas. Las variables de instrumentación dependen del tipo de sensor y pueden ser por ejemplo temperatura, intensidad luminosa, distancia, aceleración, inclinación, desplazamiento, presión, fuerza, torsión, humedad, pH, etc. Una magnitud eléctrica obtenida puede ser una resistencia eléctrica (como en una RTD), una capacidad eléctrica (como en un sensor de humedad), una tensión eléctrica (como en un termopar), una corriente eléctrica (como un fototransistor), etc.

Se debe tener presente que la señal que entrega el sensor, no solo sirve para medir la variable, sino también para convertirla mediante circuitos electrónicos en una señal estándar (4 a 20 mA, ó 0 a 5 VDC), y de esta manera tener una relación lineal con los cambios de la variable sensada dentro de un rango establecido, para fines de control de dicha variable en un proceso. En este caso, el sensor utilizado es un potenciómetro lineal de precisión, cuyas características técnicas se presentan en el Anexo A, pero antes se presenta una breve descripción del mismo.

3.2.1.1. Potenciómetro Lineal.

El potenciómetro es el transductor eléctrico más común. Los potenciómetros pueden ser usados solos, o pueden conectarse a un sensor mecánico para convertir un movimiento mecánico en una variación eléctrica. Un potenciómetro, en teoría, es bastante sencillo. Consiste en un elemento resistivo y un contacto móvil que puede posicionarse en cualquier lugar a lo largo del elemento. Este contacto móvil es llamado de varias maneras, incluyendo derivación, cursor y deslizador.

En la figura 3.2 se muestran la representación esquemática de un potenciómetro. Como se puede observar, este elemento tiene un cursor el cual al ser deslizado, cambia el valor de la resistencia en sus extremos.

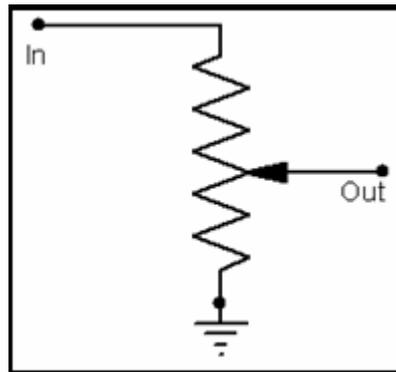


Figura 3.2.- Representación esquemática de un potenciómetro.

La gran mayoría de los potenciómetros son lineales. El término lineal significa que un movimiento mecánico dado del cursor produce un cambio dado en la resistencia, sin importar la posición del cursor en la extensión del elemento. En otras palabras, la resistencia del elemento está distribuida de manera igual por la longitud del elemento. El grado preciso de linealidad de un potenciómetro es muy importante en algunas aplicaciones. Los fabricantes por tanto especifican un porcentaje de linealidad en los potenciómetros que fabrican. En la figura 3.3 se muestran las curvas características de un potenciómetro lineal y uno no lineal.

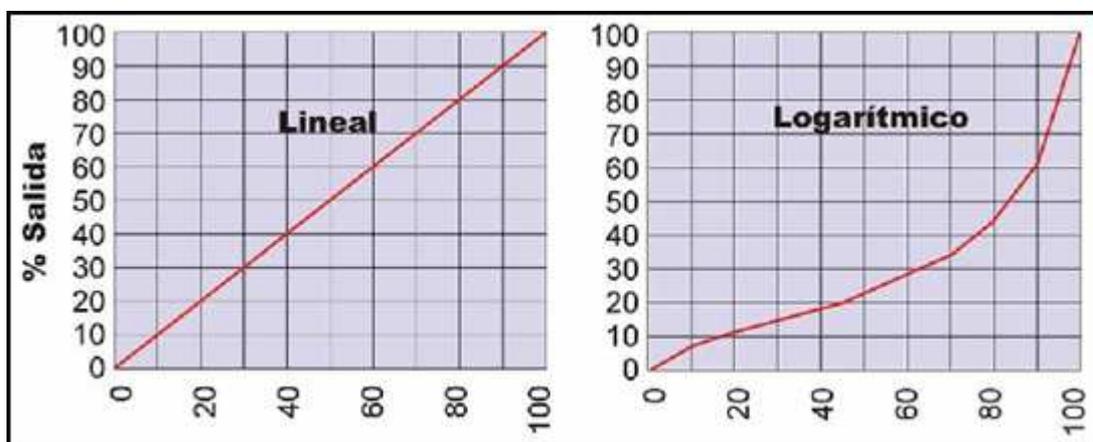


Figura 3.3.- Curvas características de los potenciómetros más comunes.

Por supuesto, es imposible fabricar potenciómetros con una linealidad perfecta. El error en la linealidad está dado por la desviación de la curva característica del potenciómetro con respecto a la curva ideal. El punto de peor desviación de la línea recta ideal determina el porcentaje de linealidad del potenciómetro.

Al especificar un fabricante una linealidad de 10% para un potenciómetro, se garantiza que la resistencia se desviará de la resistencia de línea recta en no más de 10% de la resistencia total. Por tanto, un potenciómetro de 500 ohms con una linealidad de 10% tendrá una gráfica de resistencia contra ángulo del eje en la que la resistencia real se desvía de la línea recta ideal en no más de 50 ohms. Mientras una linealidad de 10% podría ser la adecuada para muchas aplicaciones industriales de potenciómetro, con casi completa seguridad no sería adecuada para una aplicación de medición. Generalmente, los potenciómetros usados como transductores tienen linealidades de menos de 1 %, y a veces tan bajas como 0.1%. Para un potenciómetro de 500 ohms con una linealidad de 0.1%, la resistencia real se desviará de la resistencia de línea recta esperada en no más de 0.5 ohms.

En la figura 3.4, se muestra el sensor utilizado para el presente caso. Las características de este dispositivo se pueden consultar en el anexo A.



Figura 3.4.- El potenciómetro utilizado.

Algunas de las características principales de este potenciómetro se muestran en la tabla 3.1.

Distribuidor	Bourns Inc.
Categoría	Potenciómetro
Resistencia en ohms	10.0K
Potencia	2W
Numero de vueltas	10
Tolerancia	5%
Serie	3540

Tabla 3.1 Características del sensor utilizado.

3.2.2. ACONDICIONAMIENTO DEL SENSOR.

En esta sección se describe, cómo a partir de las variaciones de resistencia en respuesta a la magnitud a medir, se pueden obtener tensiones en un margen útil para los convertidores analógico-digitales o para instrumentos de medida de magnitudes eléctricas. La señal del sensor se amplifica y normaliza de 0 a 5V.

En general, el comportamiento de un sensor resistivo se puede expresar como $R=R_0f(x)$, con $f(0)=1$.

Para el caso en que la relación sea lineal se tiene que: $R= R_0(1+x)$.

El margen de variación de x cambia mucho según el tipo de sensor y, por supuesto, según la amplitud de los cambios en la magnitud a medir. A efectos prácticos puede acotarse en el margen $[0,-1]$ para los potenciómetros lineales de cursor deslizante. Cualquiera que sea el circuito de medida, hay dos consideraciones con validez general para todos los sensores resistivos:

- Todos necesitan una alimentación eléctrica (en tensión o en corriente) para poder obtener una señal de salida eléctrica.
- La magnitud de esta alimentación, que influye directamente en la sensibilidad del sensor, viene limitada por el posible autocalentamiento del mismo, ya que una variación de su temperatura influye en su resistencia.

Para el potenciómetro utilizado, el ángulo total de giro es $2 * \pi * N$, donde N es el número de vueltas del potenciómetro, y por tanto el ángulo de giro en una vuelta es de 360° .

Entonces la relación entre la resistencia y su ángulo de rotación es:

$$R_\theta = K_\theta * \theta \quad (3.1)$$

Donde:

K_θ = es una constante de proporcionalidad que existe entre la resistencia fija del potenciómetro (10K) y el máximo ángulo de rotación $2 * \pi * N$. Y R_θ será la resistencia del sensor para un determinado ángulo. Entonces:

$$K_\theta = \frac{R_{sensor}}{360 * N} [\Omega / ^\circ] \quad (3.2)$$

Sustituyendo (3.2) en (3.1) tenemos:

$$R_\theta = 2.78 * \theta [\Omega / ^\circ] \quad (3.3)$$

Como el sensor utilizado es de 10 vueltas (3600°), entonces las variaciones de resistencia son muy pequeñas para cada grado, por lo que se hace necesario un puente de resistencias para acondicionar esta señal.

3.2.2.1. Puente de Wheastone.

Este método es adecuado para medir variaciones pequeñas de R_θ . En este caso se ajusta el cursor del potenciómetro hasta anular V_m . Cuando $V_m = 0$ se dice que el puente está equilibrado. La figura 3.5 muestra lo dicho anteriormente.

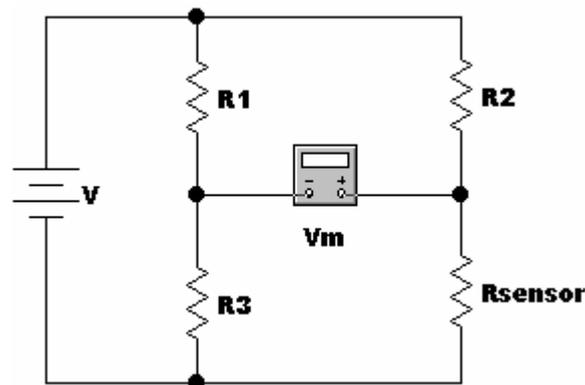


Figura 3.5.- El puente de Wheastone.

Al sensor se lo coloca en un brazo del puente de resistencia, como se muestra en la figura anterior. El valor de la resistencia del sensor está calibrado de tal manera que tiene un valor de 115 ohms cuando la lámina de acrílico esta en 0°, por lo que

para poder balancear el puente se tiene que cubrir la misma medida en las resistencias del puente, o sea; $R_1=R_2=R_3$ y son igual al valor del sensor mas una resistencia de 1k en serie con el mismo, es decir 1115 ohms.

El siguiente circuito aclara lo dicho:

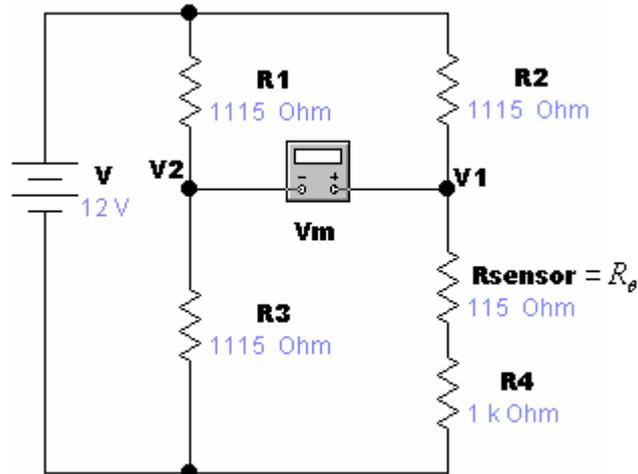


Figura 3.6.- El puente implementado (ángulo de elevación 0°).

De la figura 3.6 se ve que:

$$V_2 = \frac{V}{2} \quad (3.4)$$

$$V_1 = \frac{R_4 + R_\theta}{R_4 + R_2 + R_\theta} * V \quad (3.5)$$

Donde:

R_θ = resistencia del sensor para un ángulo dado.

Restando las ecuaciones (3.5) y (3.4) tenemos:

$$V_1 - V_2 = \frac{R_\theta}{4R_1 + 2R_\theta} * V \approx \frac{R_\theta}{4R_1} * V \quad (3.6)$$

Sustituyendo (3.3) en (3.6) se tiene:

$$V_1 - V_2 = \frac{R_\theta}{4R_1 + 2R_\theta} * V \approx \frac{2.78 * \theta}{4R_1} * V \quad (3.7)$$

La ecuación 3.7 muestra claramente que un arreglo de resistencias dado, junto con el voltaje de alimentación, convierten un cambio del ángulo de la lámina dado en un voltaje diferencial $V_1 - V_2$.

Tomando como ejemplo un ángulo de elevación de 40° , que es el ángulo máximo al que llega la lámina y con una fuente de 12V, se tiene:

$$V_1 - V_2 = 0.3336V$$

Como se puede ver, este voltaje es muy pequeño, por lo que necesita una etapa de amplificación (amplificador de instrumentación), para poder manejar dicha señal.

3.2.2.2. Amplificador de Instrumentación.

Dado que la señal de voltaje de salida del puente de Wheatstone, es considerablemente pequeña, se procede a amplificarla y normalizarla, para poder utilizar ésta nueva señal en las aplicaciones deseadas.

El amplificador de instrumentación es un amplificador diferencial tensión-tensión cuya ganancia puede establecerse de forma muy precisa y que ha sido optimizado para que opere de acuerdo a su propia especificación, aún en un entorno hostil. Es un elemento esencial de los sistemas de medida, en los que se ensambla como un bloque funcional que ofrece características funcionales propias e independientes de los restantes elementos con los que interacciona.

Los amplificadores de instrumentación deben poseer las siguientes características:

- Ser amplificadores diferenciales con una ganancia diferencial precisa y estable, generalmente en el rango de 1 a 1000.
- Su ganancia diferencial se controla mediante un único elemento analógico (potenciómetro resistivo) o digital (conmutador), lo que facilita su ajuste.

- Su ganancia en modo común debe ser muy baja respecto de la ganancia diferencial, esto es, debe ofrecer un CMRR muy alto en todo el rango de frecuencia en que opera.
- Una impedancia de entrada muy alta para que su ganancia no se vea afectada por la impedancia de la fuente de entrada.
- Una impedancia de salida muy baja para que su ganancia no se vea afectada por la carga que se conecta a su salida.

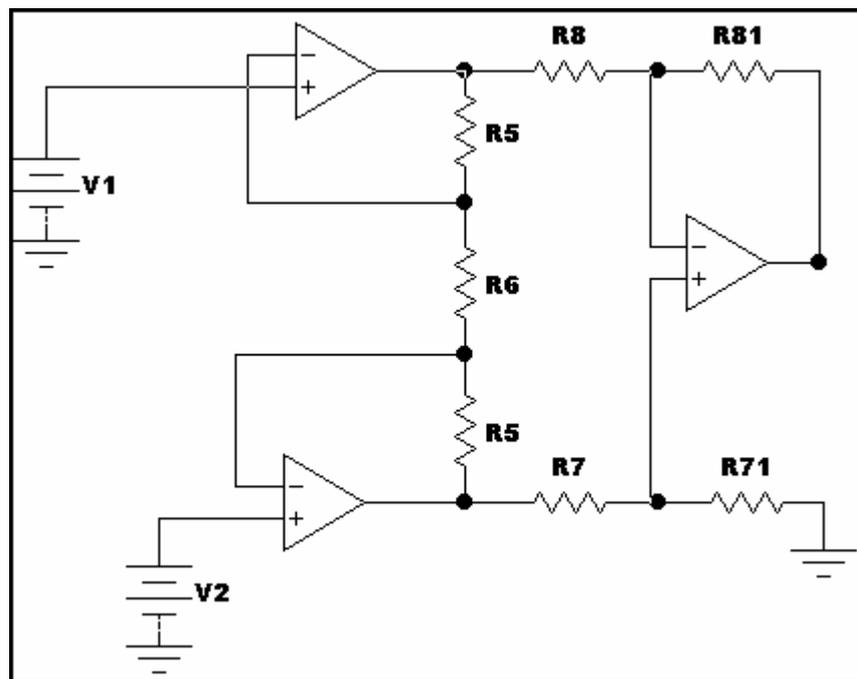


Figura 3.7.- Amplificador de Instrumentación.

Para balancear el circuito adecuadamente, $R81/R8$ debe ser igual a $R71/R7$, de esta manera el valor del CMRR es optimizado. El balanceo resulta difícil si las impedancias de entrada $R7$ y $R8$ son diferentes. Por esta razón se hace necesaria la primera etapa del amplificador, para que la impedancia de entrada de todo el circuito sea alta y no dependa de la diferencia de impedancia en los dos canales de entrada.

Si se hace iguales los valores de $R7$, $R71$, $R8$, $R81$, se tiene que la ganancia del amplificador es:

$$A_d = 1 + \frac{2R5}{R6} \quad (3.8)$$

Y asumiendo que los valores de las resistencias son exactos, la ganancia en modo común es:

$$A_c = 0 \quad (3.9)$$

Para ajustar la ganancia, se pone a R6 como un potenciómetro, y, si R5 tiene un valor de 1Kohm, entonces el valor que debe tener R6 (asumiendo que para el ángulo máximo de la lámina, que es 40^0 , se tiene un voltaje de 0.3336V) debe ser:

$$A_d = \left(1 + \frac{2R5}{R6}\right) = \frac{5V}{0.3336V}$$

$$15.1 = 1 + \frac{2000\Omega}{R6}$$

$$R6 = \frac{2000\Omega}{15.1 - 1}$$

$$R6 = 125.061\Omega$$

Los valores de R7, R71, R8, R81 son de 1Kohms. El circuito final diseñado resultante es el siguiente:

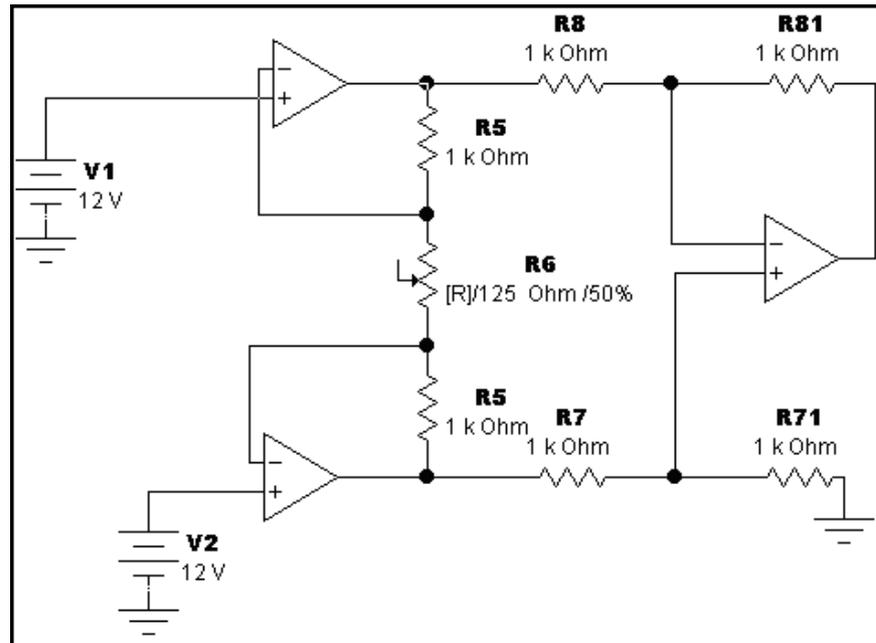


Figura 3.8.- Circuito del amplificador diseñado.

3.3. PLATAFORMA DE LABVIEW.

3.3.1. INTRODUCCIÓN.

LabVIEW (*Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench*) es un lenguaje de programación gráfico para el diseño de sistemas de adquisición de datos, instrumentación y control. LabVIEW permite diseñar interfaces de usuario mediante una consola interactiva basada en software. Se puede diseñar especificando su sistema funcional, su diagrama de bloques o una notación de diseño de ingeniería. LabVIEW es a la vez compatible con herramientas de desarrollo similares y puede trabajar con programas de otra área de aplicación, como por ejemplo Matlab. Tiene la ventaja de que permite una fácil integración con hardware, específicamente con tarjetas de medición, adquisición y procesamiento de datos (incluyendo adquisición de imágenes).

LabVIEW tiene su mayor aplicación en sistemas de medición, como monitoreo de procesos y aplicaciones de control, un ejemplo de esto pueden ser sistemas de monitoreo en transportación, Laboratorios para clases en universidades, procesos de control industrial. LabVIEW es muy utilizado en procesamiento digital de

señales (wavelets, FFT, Total Distorsión Harmónica TDH), procesamiento en tiempo real de aplicaciones biomédicas, manipulación de imágenes y audio, automatización, diseño de filtros digitales, generación de señales, entre otras, etc.

Las ventajas que proporciona el empleo de LabVIEW se resumen en las siguientes:

- Se reduce el tiempo de desarrollo de las aplicaciones al menos de 4 a 10 veces, ya que es muy intuitivo y fácil de aprender.
- Dota de gran flexibilidad al sistema, permitiendo cambios y actualizaciones tanto del hardware como del software.
- Da la posibilidad a los usuarios de crear soluciones completas y complejas.
- Con un único sistema de desarrollo se integran las funciones de adquisición, análisis y presentación de datos.
- El sistema está dotado de un compilador gráfico para lograr la máxima velocidad de ejecución posible.
- Tiene la posibilidad de incorporar aplicaciones escritas en otros lenguajes.

3.3.2. PROGRAMACIÓN GRÁFICA CON LABVIEW.

LabVIEW es un entorno de programación destinado al desarrollo de aplicaciones, similar a los sistemas de desarrollo comerciales que utilizan el lenguaje C o BASIC. Sin embargo, LabVIEW se diferencia de dichos programas en un importante aspecto: los citados lenguajes de programación se basan en líneas de texto para crear el código fuente del programa, mientras que LabVIEW emplea la programación gráfica o lenguaje G para crear programas basados en diagramas de bloques.

Para el empleo de LabVIEW no se requiere gran experiencia en programación, ya que se emplean iconos, términos e ideas familiares a científicos e ingenieros, y se apoya sobre símbolos gráficos en lugar de lenguaje escrito para construir las aplicaciones. Por ello resulta mucho más intuitivo que el resto de lenguajes de programación convencionales.

LabVIEW posee extensas librerías de funciones y subrutinas. Además de las funciones básicas de todo lenguaje de programación, LabVIEW incluye librerías específicas para la adquisición de datos, control de instrumentación VXI, GPIB y comunicación serie, análisis, presentación y guardado de datos.

LabVIEW también proporciona potentes herramientas que facilitan la depuración de los programas.

3.3.2.1. Entorno de LabVIEW.

Los programas desarrollados mediante LabVIEW se denominan Instrumentos Virtuales (VIs), porque su apariencia y funcionamiento imitan a los de un instrumento real. Sin embargo son análogos a las funciones creadas con los lenguajes de programación convencionales. Los VIs tienen una parte interactiva con el usuario y otra parte de código fuente, y aceptan parámetros procedentes de otros VIs.

Todos los VIs tienen un panel frontal y un diagrama de bloques. Las paletas contienen las opciones que se emplean para crear y modificar los VIs. A continuación se procederá a realizar una descripción de estos conceptos.

3.3.2.1.1. Panel Frontal.

Se trata de la interfaz gráfica del VI con el usuario. Esta interfaz recoge las entradas procedentes del usuario y representa las salidas proporcionadas por el programa. Un panel frontal está formado por una serie de botones, pulsadores, potenciómetros, gráficos, etc.

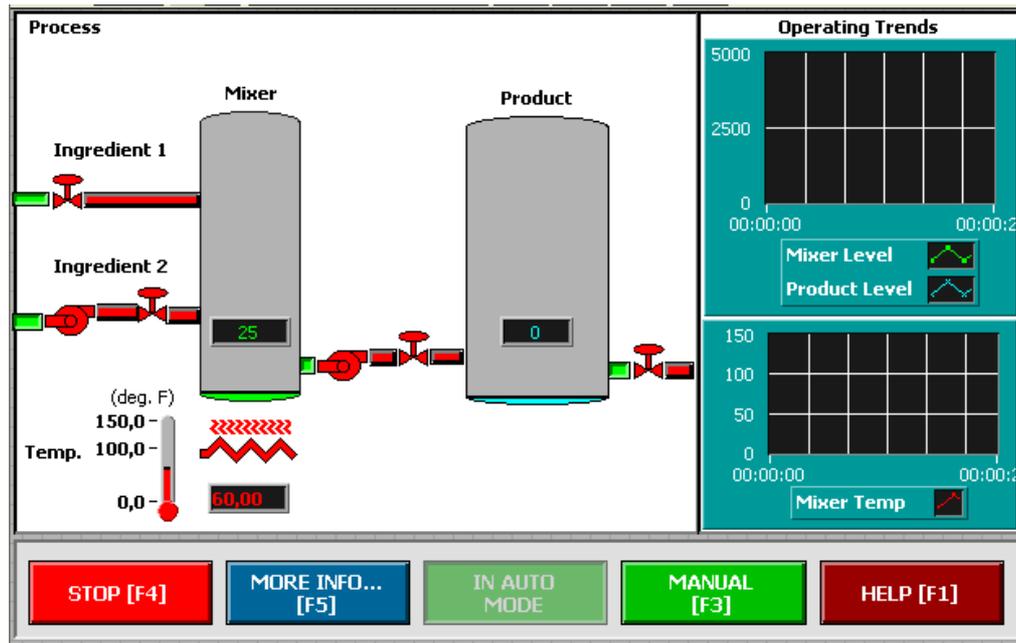


Figura 3.11.- Un ejemplo de panel frontal en LabVIEW.

Cada uno de ellos puede estar definido como un control (a) o un indicador (b). Los primeros sirven para introducir parámetros al VI, mientras que los indicadores se emplean para mostrar los resultados producidos, ya sean datos adquiridos o resultados de alguna operación.

3.3.2.1.2. Diagrama de Bloques.

El diagrama de bloques constituye el código fuente del VI. En el diagrama de bloques es donde se realiza la implementación del programa del VI para controlar o realizar cualquier procesado de las entradas y salidas que se crearon en el panel frontal.

El diagrama de bloques incluye funciones y estructuras integradas en las librerías que incorpora LabVIEW. En el lenguaje G las funciones y las estructuras son nodos elementales. Son análogas a los operadores o librerías de funciones de los lenguajes convencionales. Los controles e indicadores que se colocaron previamente en el Panel Frontal, se materializan en el diagrama de bloques mediante los terminales. A continuación se presenta un ejemplo de lo recién citado:

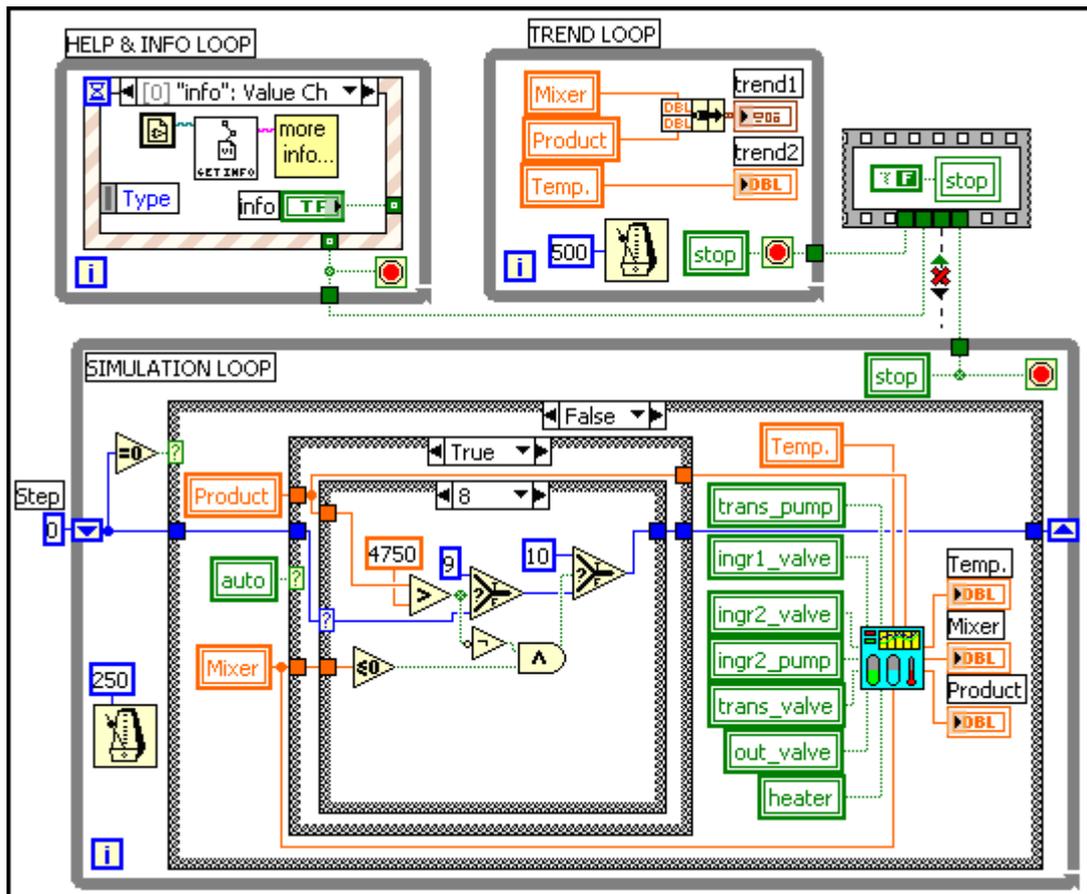


Figura 3.12.- Un ejemplo de diagrama de bloques en LabVIEW.

- Función.
- Terminales (control e indicador).
- Estructura.

El diagrama de bloques se construye conectando los distintos objetos entre sí, como si de un circuito se tratara. Los cables unen terminales de entrada y salida con los objetos correspondientes, y por ellos fluyen los datos.

LabVIEW posee una extensa biblioteca de funciones, entre ellas, aritméticas, comparaciones, conversiones, funciones de entrada/salida, de análisis, etc. Las estructuras, similares a las declaraciones causales y a los bucles en lenguajes convencionales, ejecutan el código que contienen de forma condicional o repetitiva (bucle for, while, case,...).

3.3.2.1.3. Paletas.

Las paletas de LabVIEW proporcionan las herramientas que se requieren para crear y modificar tanto el panel frontal como el diagrama de bloques. Existen las siguientes paletas:

Paleta de herramientas (Tools palette)

Se emplea tanto en el panel frontal como en el diagrama de bloques. Contiene las herramientas necesarias para editar y depurar los objetos tanto del panel frontal como del diagrama de bloques.



Figura 3.13.- Paleta de herramientas.

Paleta de controles (Controls palette)

Se utiliza únicamente en el panel frontal. Contiene todos los controles e indicadores que se emplearán para crear la interfaz del VI con el usuario.

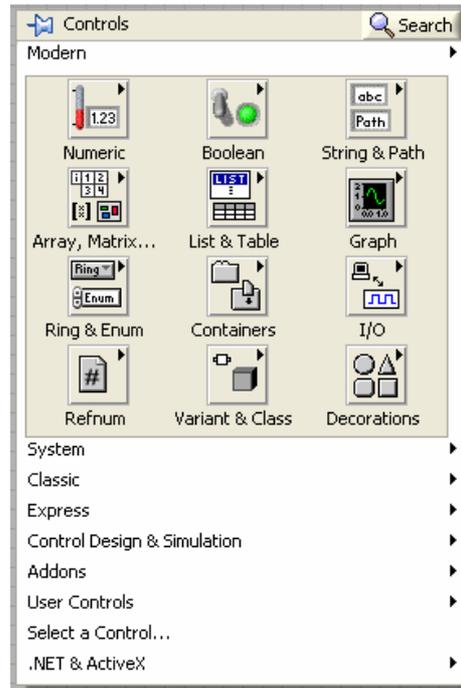


Figura 3.14.- La paleta de controles.

Paleta de funciones

Se emplea en el diseño del diagrama de bloques. La paleta de funciones contiene todos los objetos que se emplean en la implementación del programa del VI, ya sean funciones aritméticas, de entrada/salida de señales, entrada/salida de datos a fichero, adquisición de señales, temporización de la ejecución del programa.

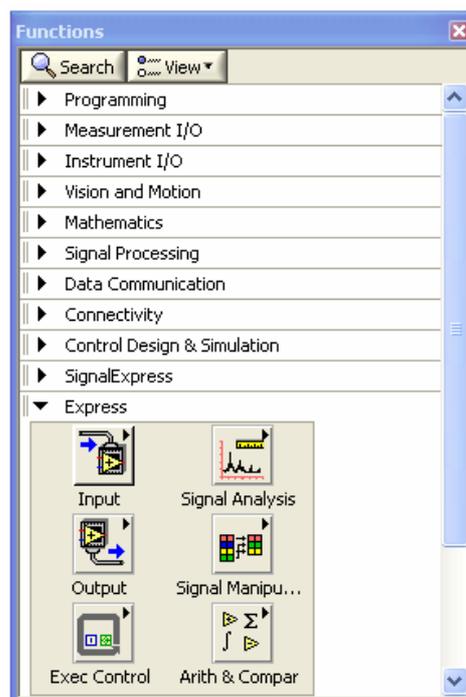


Figura 3.15.- La paleta de funciones.

3.3.3. HERRAMIENTA DE DISEÑO PARA CONTROLADORES DIFUSOS.

LabVIEW a través de su Toolkit de Lógica Difusa, permite instalar una herramienta poderosa para el diseño de controladores difusos. A esta interface virtual se accede a través la opción *Fuzzy Logic Controller Design*, ubicada en el menú *Tools* de LabVIEW, como se visualiza en la figura 3.16.

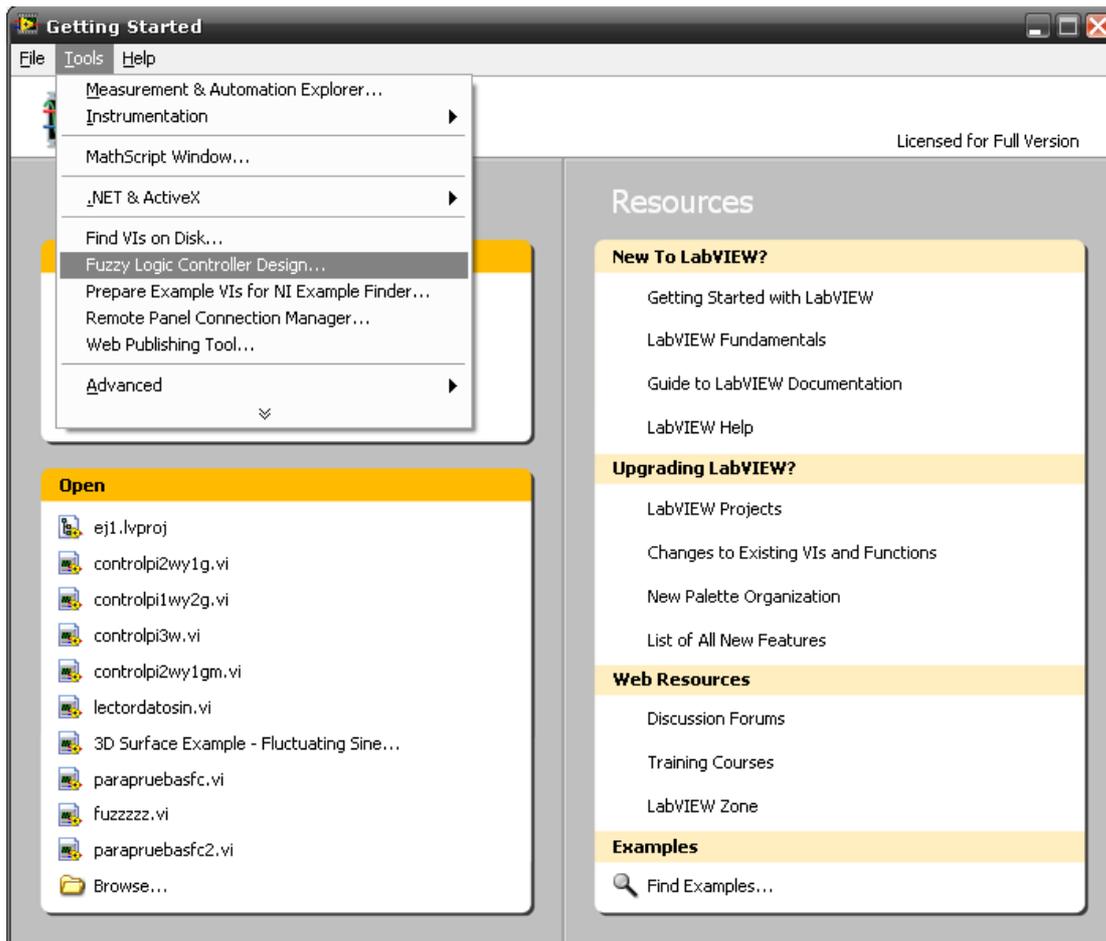


Figura 3.16.- Modo de acceso a la herramienta para Control Difuso.

3.3.3.1. DESCRIPCIÓN.

El *Fuzzy Logic Controller Design VI*, consiste de las siguientes partes.

- *Project Manager*: Maneja el proyecto de lógica difusa.
- *Fuzzy Set Editor*: Define y modifica las variables lingüísticas, incluyendo sus términos lingüísticos.

- *Rule Base Editor*: Define y modifica la base de reglas del sistema difuso a ser diseñado.
- Utilitario para pruebas y simulación.

Cabe señalar que el *Fuzzy Logic Controller Design VI*, tiene las siguientes limitaciones:

- El máximo número de variables lingüísticas es cuatro.
- El máximo número de términos lingüísticos para cada variable lingüística es nueve.
- Los tipos de funciones de membresía están normalizadas para tener la forma triangular, trapezoidal y *singletons*.

3.3.3.2. PROJECT MANAGER.

Este *VI*, es una aplicación independiente con una interface de usuario gráfica para diseño y edición de un controlador difuso. Aunque el *VI*, no tiene entradas o salidas, puede ser utilizado como un *subVI*.

El panel frontal del Project Manager, tiene un campo para descripción del proyecto, donde se puede ingresar información importante referente al proyecto. Adicionalmente existe un campo para identificación del proyecto, en el cual el diseñador puede ingresar su nombre.

LabVIEW automáticamente llama al *Fuzzy Set Editor*, cuando se crea un nuevo proyecto.

En la figura 3.17, se muestra el panel frontal del *Fuzzy Logic Controller Design VI*.

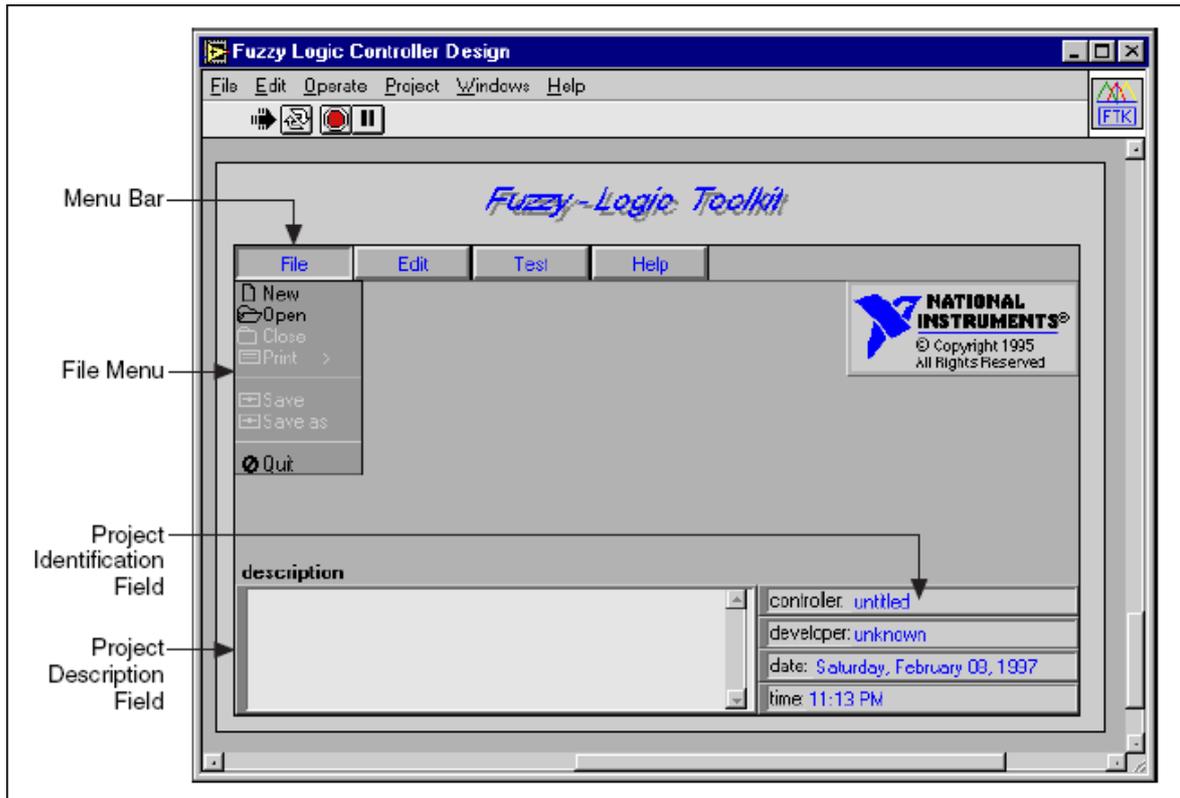


Figura 3.17.- Panel Frontal Del *Project Manager*.

3.3.3.3. FUZZY SET EDITOR.

El *Fuzzy-Set-Editor*, permite crear y editar las funciones de membresía para cada una de las variables lingüísticas de entrada y salida (Figura 3.18).

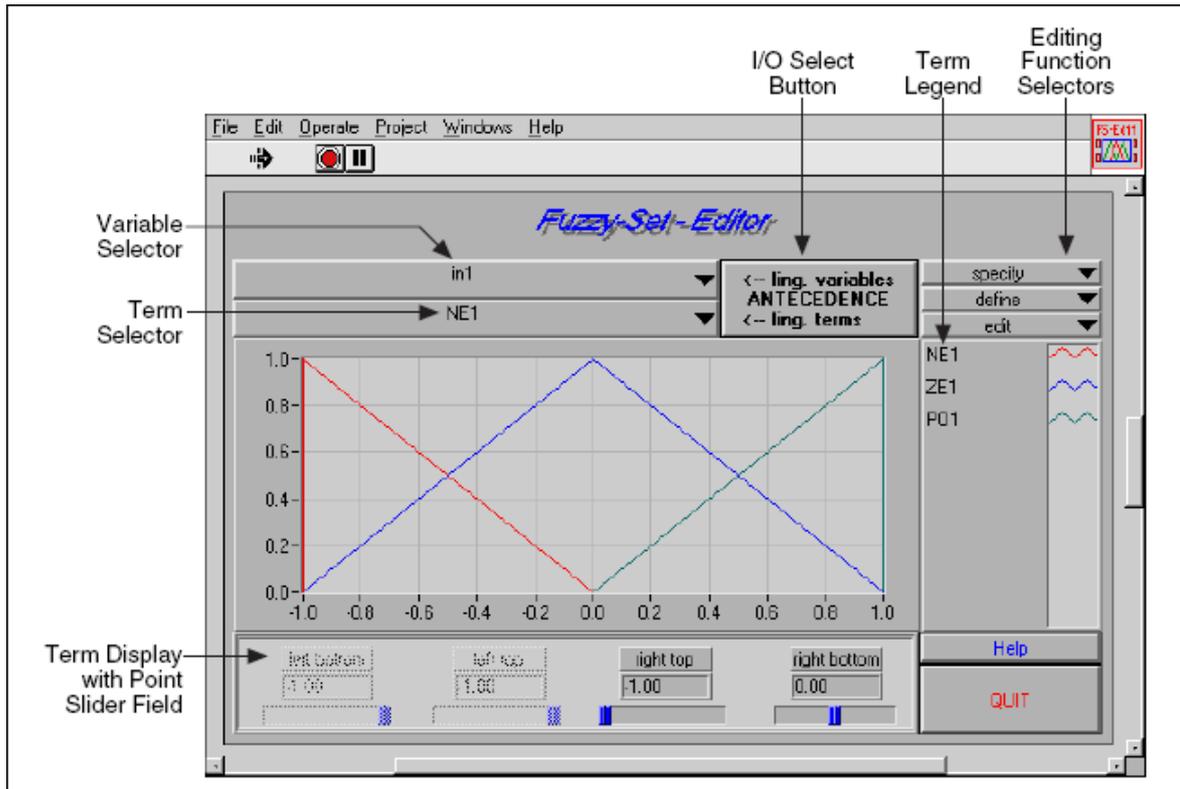


Figura 3.18.- *Fuzzy Set Editor*.

Cada Nuevo proyecto, tiene ciertas configuraciones por defecto. El *Fuzzy Set Editor* controla las modificaciones para los términos lingüísticos, con respecto a posibles restricciones.

3.3.3.4. *RULEBASE EDITOR*.

El *Rulebase Editor*, permite ingresar la base de reglas, cuya dimensión está determinada por la cantidad de variables y términos lingüísticos de entrada. Cada regla está asociada con un factor de peso, para acentuar o reducir la influencia de una determinada regla en las características del controlador.

En la figure 3.19, se muestra la base de reglas para un ejemplo determinado.

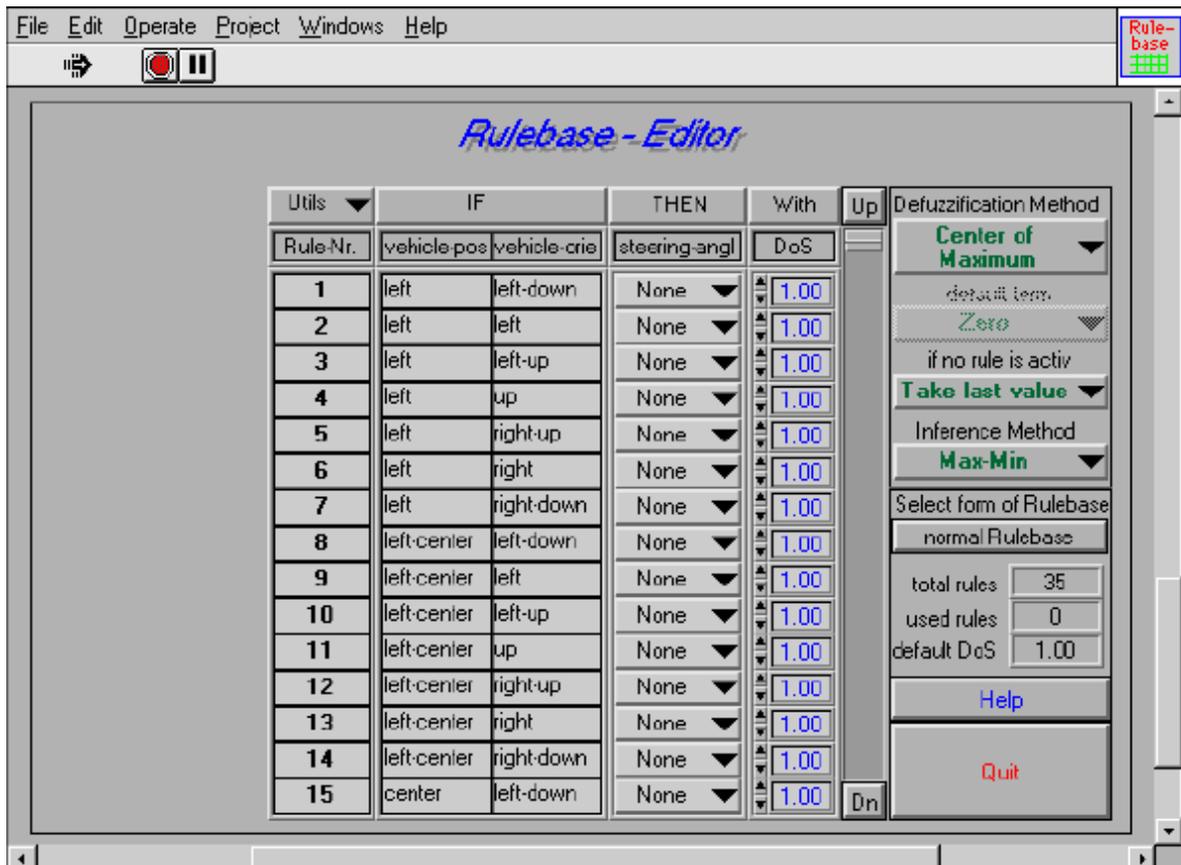


Figura 3.19.- Rulebase Editor.

3.4. DISEÑO DEL CONTROLADOR DIFUSO.

Los controladores difusos son considerados como la aplicación más importante de la teoría de lógica difusa. Como se dijo anteriormente la lógica difusa es una técnica diseñada para imitar el comportamiento humano (los humanos razonan eficientemente con definiciones difusas o vagas). Esta técnica fue concebida para capturar información vaga e imprecisa. Los controles difusos trabajan de forma diferente de los controles convencionales; para describir un sistema, el conocimiento de un experto es utilizado en lugar de ecuaciones diferenciales.

Este conocimiento es expresado en una manera muy natural usando variables lingüísticas, las cuales están relacionadas por conjuntos difusos.

Básicamente, un controlador difuso, tiene la capacidad de controlar un sistema usando variables lingüísticas; cabe destacar, que las variables que se introdujeron

en el controlador, son variables físicas, sin embargo, el controlador difuso las transformará en variables lingüísticas, las procesa y como resultado, este controlador proporcionará nuevamente variables numéricas que se puedan manejar, convirtiendo todo este proceso en un controlador automático.

En el presente trabajo, se implementa primeramente un controlador difuso P (Proporcional), el cual no arrojó resultados satisfactorios, presentando problemas de error en estado estable, por lo que se hizo necesaria la utilización de un controlador PI, el cual condujo a resultados eficientes. En el gráfico 3.20 se muestra el diagrama de flujo del controlador diseñado.

Además se utiliza un controlador difuso tipo Mandami, dado que el de tipo Takagi Sugeno necesita de un conocimiento cualitativo previo de la planta.

La ecuación que rige un controlador PI es la siguiente:

$$\mu(t) = K_p * e(t) + K_i * \int e(t) \quad (3.12)$$

Derivando los dos lados de la igualdad:

$$\frac{\partial \mu(t)}{\partial t} = K_p * \frac{\partial e(t)}{\partial t} + K_i * e(t) \quad (3.13)$$

Como se observa en la ecuación, el controlador difuso tendrá como entradas el error $e(t)$ y la derivada del error $e'(t)$; su salida $u'(t)$, antes de ser utilizada para el control, debe ser integrada, obteniendo $u(t)$, con la cual ya se puede trabajar. Las constantes K_p y K_i son coeficientes que dependen de la estructura del controlador difuso.

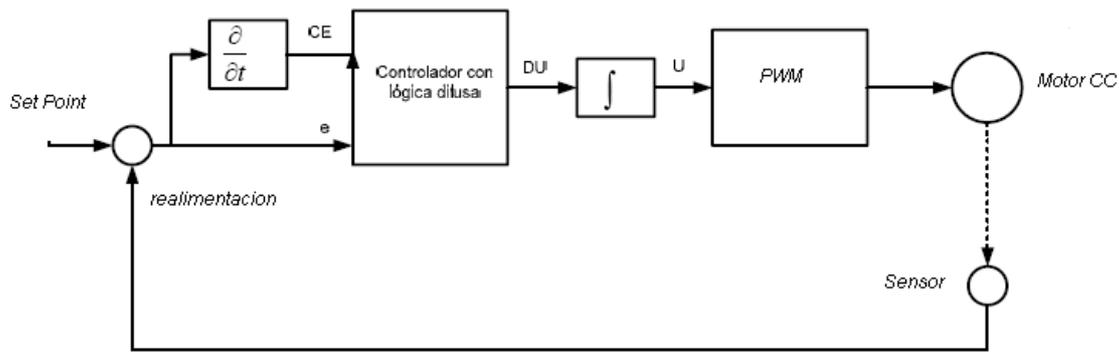


Figura 3.20.- Sistema de control.

En el diagrama de bloques para la estructura del control difuso (Figura 3.20) se observa el actuador, que es el circuito PWM trabajando en control escalar. El controlador difuso observa la señal de error y correspondientemente actualiza su salida DU para que la velocidad actual del motor sea la referencia de velocidad dada por el Set Point. Existen dos entradas para el controlador difuso, el error, diferencia entre el valor deseado y el valor actual de la salida, y el cambio de error, que es la derivada del error actuante. Como ya se dijo, la salida del controlador $u'(t)$ es integrada para generar la referencia de velocidad para el circuito PWM.

Como ya se indicó anteriormente, para la implementación del controlador difuso se utilizó el paquete LabVIEW 8.5. A continuación se verá en detalle el diseño realizado.

3.4.1. DEFINICIÓN DE LA BASE DE REGLAS.

Las reglas aplicadas requieren un conocimiento de la planta a ser controlada, es decir, la forma en que ésta se comportaría en caso de realizar un cambio en alguna de sus entradas. En este sentido, cualquier persona con un mínimo de conocimiento acerca de un proceso en particular podría generar una base de reglas para su controlador.

No existe una regla formal que indique el número de términos para cada variable lingüística que se debe usar, todo depende del diseñador y de los objetivos a

alcanzar, otra observación es, que la mayoría de variables lingüísticas tienen un número impar de términos es debido al hecho que estos términos son definidos simétricamente, y un término debe describir la región media entre los dos extremos.

Para la elección del universo del discurso se tiene en cuenta el máximo ángulo de elevación de la lámina (40°). El diseño se realizó, utilizando nueve funciones de membresía para el error $e(t)$ y tres para la derivada del error $e'(t)$. Los términos lingüísticos asignados para cada uno de los nueve conjuntos difusos del error $e(t)$, se abrevian con las letras VBN, BN, MN, SN, Z, SP, MP, BP, VBP, donde las letras B, VB, M, S, P, N corresponden a las variables lingüísticas (en inglés) grande, muy, medio, pequeño, positivo y negativo. Los términos lingüísticos asignados para cada uno de los tres conjuntos difusos del error $e'(t)$, se abrevian con las letras N, Z y P que representan negativo, cero y positivo respectivamente.

Así los nueve conjuntos difusos que se desprenden para la etapa de control en la señal de error $e(t)$ son:

- VBP : El error de entrada es Positivo Muy Grande.
- BP : El error de entrada es Positivo Grande.
- MP : El error de entrada es Positivo Mediano.
- SP : El error de entrada es Positivo Pequeño.
- Z0 : El error de entrada es Cero.
- SN : El error de entrada es Negativo Pequeño.
- MN : El error de entrada es Negativo Mediano.
- BN : El error de entrada es Negativo Grande.
- VBN : El error de entrada es Negativo Muy Grande.

Los tres conjuntos difusos para la señal $e'(t)$ son:

- P : El cambio de error es Positivo.
- Z : El cambio de error es Cero.
- N : El cambio de error es Negativo.

Ahora las funciones de membresía para la variable de salida son:

VBD : Decremento del valor actual de la salida, un valor Muy Grande

BD : Decremento del valor actual de salida, un valor Grande

MD : Decremento del valor actual de salida, un valor Mediano

SD : Decremento del valor actual de salida, un valor Pequeño

Z : Mantenga el valor de salida

SI : Incremente al valor actual de salida, un valor Pequeño

MI : Incremente al valor actual de salida, un valor Mediano

BI : Incremente al valor actual de salida, un valor Grande

VBI : Incremente al valor actual de salida, un valor Muy Grande

3.4.2. TIPO Y DISEÑO DE LAS FUNCIONES DE MEMBRESÍA.

El tipo de funciones de membresía escogido es la función triangular, debido a que ésta presenta mayor facilidad para ser llevada a un sistema digital como es un CPU, por la simplicidad de su descripción. Así las funciones de membresía para el error $e(t)$, *derivada del error* $e'(t)$ y la salida $u'(t)$, se muestran en las figuras 3.21, 3.22, y 3.23 respectivamente.

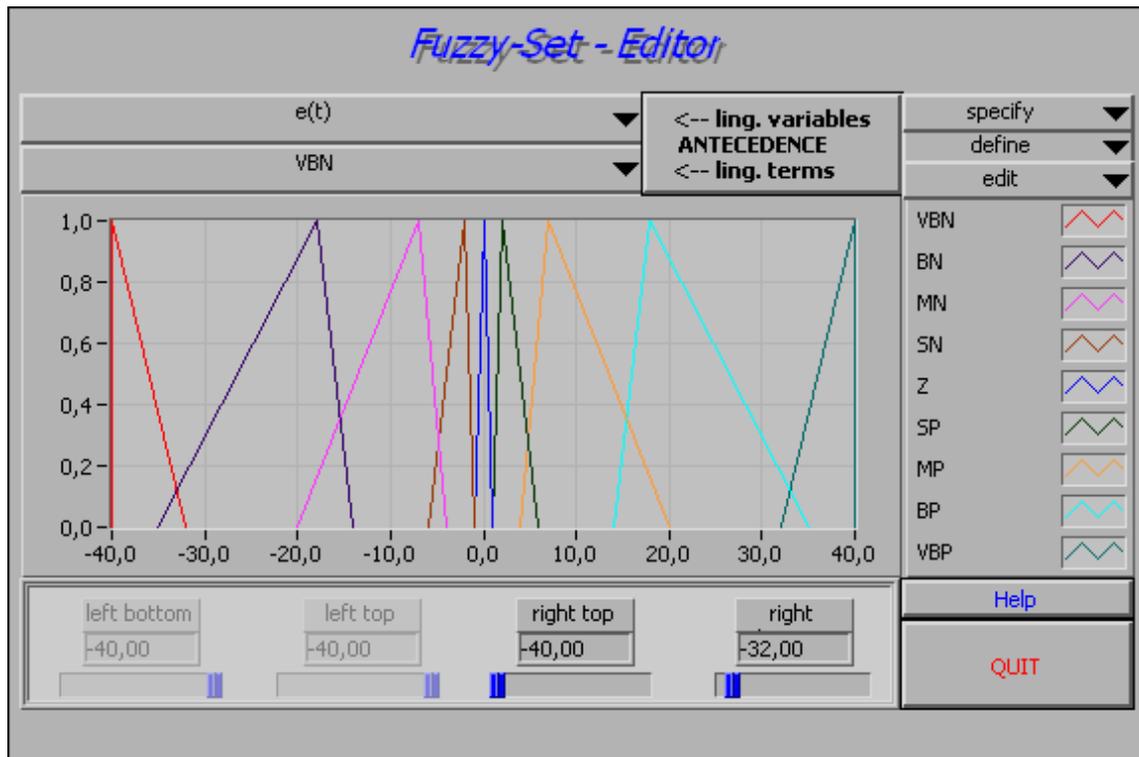


Figura 3.21.- Funciones de Membresía del error $e(t)$.

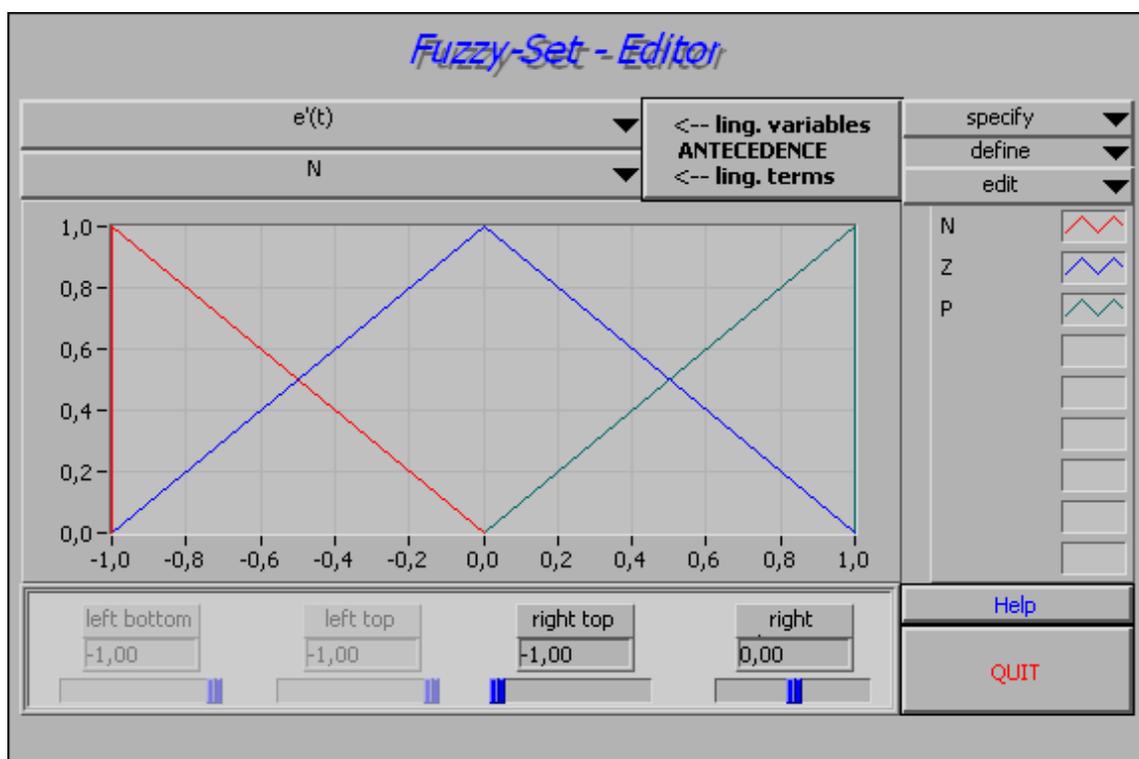


Figura 3.22.- Funciones de Membresía de la derivada del error $e'(t)$.

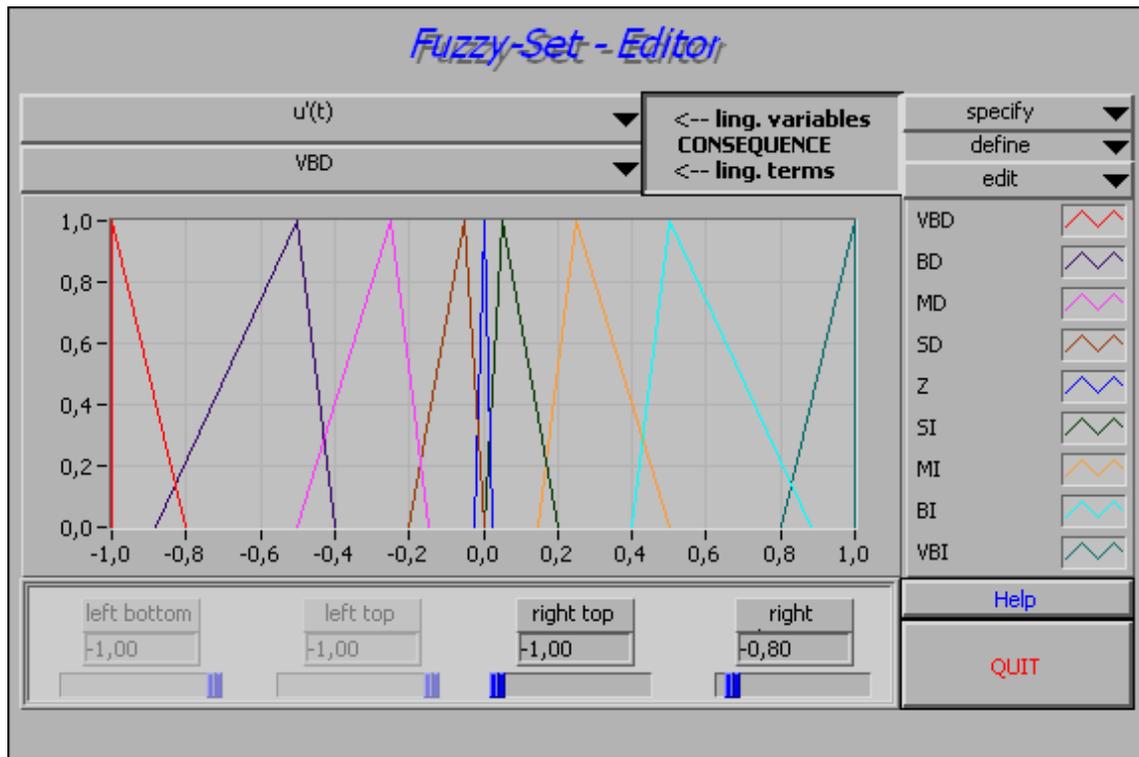


Figura 3.23.- Funciones de Membresía de la salida $u'(t)$.

3.4.3. CREACIÓN DE LA BASE DE REGLAS.

La tabla 3.2 muestra la base de reglas para la realización del control de velocidad del motor CC. La primera fila y la primera columna indican los conjuntos difusos de la variable E y de la variable CE, respectivamente, y las funciones de pertenencia de la variable de salida CU es mostrada en el cuerpo de la tabla.

Existen $9 \times 3 = 27$ reglas posibles que se pueden realizar con los conjuntos difusos de entrada, donde la lectura de un valor de la tabla es:

SI E = VNB Y CE = N ENTONCES CU = VBD

Se puede dejar sin reglas algunos bloques de la tabla, para que los valores de salida sean activados con solo algunos conjuntos difusos de entrada.

CE \ E	VBN	BN	MN	SN	Z0	SP	MP	BP	VBP
N	VBD	BD	MD	SD	Z	SI	MI	BI	VBI
ZE	VBD	BD	MD	SD	Z	SI	MI	BI	VBI
P	VBD	BD	MD	SD	Z	SI	MI	BI	VBI

Tabla 3.2.- Reglas de control difuso.

3.4.4. IDENTIFICACIÓN DEL MÉTODO DE DEFUSIFICACIÓN.

El objetivo de un método de defusificación es derivar un valor no difuso, que refleje mejor los valores difusos de la variable lingüística de salida. Los resultados de dichos métodos son un área final, como resultado de un conjunto de áreas solapadas entre sí (cada área es resultado de una regla de inferencia). Para éste controlador se utiliza el método de defusificación del centroide, que es el método más usado en aplicaciones difusas usadas en control, en el que la salida final será el centro de gravedad del área total resultante, además contribuye a que la salida se mueva más suavemente a lo largo de la superficie de control, que además, en la simulación, brinda los mejores resultados.

3.5. PROGRAMA DE CONTROL.

En este programa se procesa la señal analógica de entrada, que como ya se dijo anteriormente es proporcionada por la etapa de acondicionamiento (sensor + acondicionador). Esta señal ingresa al PC, a través de la tarjeta de adquisición de datos (NI USB 6008), por el puerto de entrada a_0 , que es uno de los puertos analógicos de entrada de dicha tarjeta. Este programa luego de procesar la señal, entrega una señal analógica de 0 a 5v, que es enviada al exterior a través del puerto analógico de salida a_0 de la misma tarjeta.

A continuación se ilustra de mejor manera lo expuesto anteriormente, con un diagrama secuencial del programa elaborado (Figura 3.24).

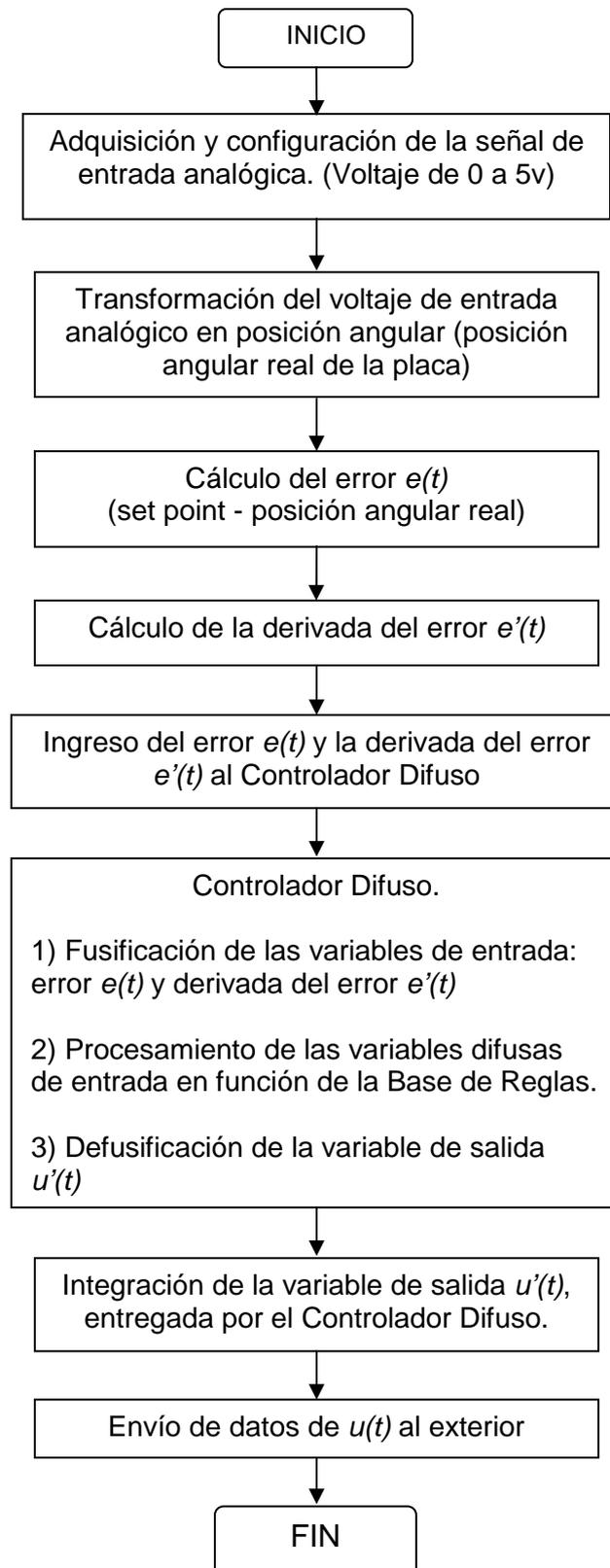


Figura 3.24.- Diagrama de Flujo del programa diseñado.

El esquema completo del programa se muestra en el Anexo B.

3.6. POTENCIA.

Como ya se ha mencionado, para variar el ángulo de la lámina, se necesita variar el voltaje de alimentación al motor DC. Para esto se utiliza una técnica denominada PWM.

3.6.1. MODULACIÓN PWM.

La modulación por anchura de pulsos ó PWM (del inglés *pulse-width modulation*) es una técnica de modulación en la que se modifica el ciclo de trabajo de una señal periódica para, entre otras cosas, variar la velocidad de un motor.

El ciclo de trabajo de una señal periódica es el ancho relativo de su parte positiva en relación al período. Cuando más tiempo pase la señal en estado alto, mayor será la velocidad del motor. Este tren de pulsos, en realidad, hace que el motor marche alimentado por la tensión máxima de la señal durante el tiempo en que ésta se encuentra en estado alto, y que pare en los tiempos en que la señal está en estado bajo. Para generar el tren de pulsos, como ya se dijo anteriormente, se utilizó un PIC.

Un circuito de este tipo también es llamado Chopper de DC, su circuito básico se muestra en la figura 3.25.

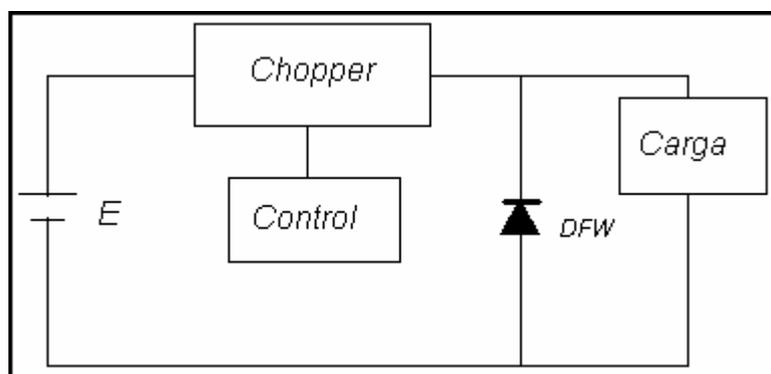


Figura 3.25.- Chopper de DC básico

El voltaje medio aplicado a la carga es: $V_{in} = \delta * E$

Donde:

V_{in} = Voltaje medio de entrada al actuador

δ = relación de trabajo

E = Voltaje DC de alimentación (máximo voltaje que soporta el actuador)

La relación de trabajo está dada por:

$$\delta = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}}$$

Y se puede ver en la figura 3.26.

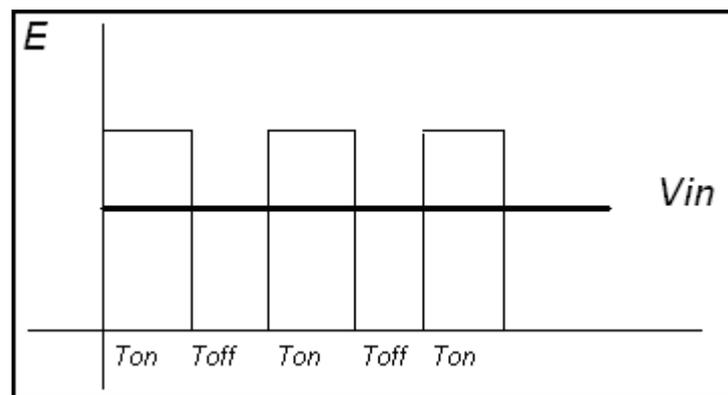


Figura 3.26.- Formas de onda tipo PWM.

Si se varía el tiempo t_{on} , manteniendo el periodo constante ($T = t_{on} + t_{off}$), entonces se aplica la modulación por ancho de pulso. De esta manera variamos el voltaje de entrada a la carga.

Para este caso, la fuente $E=13.8$ [VDC] y la frecuencia del PWM es de 7 [KHz]; es decir, $T = 1/F = 0.1428$ [μs], que es el periodo de muestreo de la señal $u(t)$.

3.6.2. SELECCIÓN DEL ELEMENTO SEMICONDUCTOR.

Podemos tener diferentes elementos semiconductores para la conmutación; puede ser un transistor, un MOSFET, SCR o IGBT entre otros.

Cuando el elemento se encuentra cerrado (t_{on}), el voltaje E es aplicado al actuador, mientras que si el elemento semiconductor está abierto, el voltaje sobre el actuador es cero si la corriente de armadura sigue circulando, debido a la acción del diodo DFW. Por tanto, el voltaje que debe soportar el elemento semiconductor es el voltaje de alimentación E. Además el semiconductor seleccionado debe soportar la corriente nominal del actuador, alta velocidad de conmutación, debe tener bajo consumo de energía y pérdidas pequeñas.

Con estas consideraciones se usa un MOSFET IRF 640 (Anexo A), suficiente para estos propósitos.

El opto-acoplador utilizado para aislar las partes de control y potencia es el 6N136. (Anexo A).

Adicionalmente, para la protección del MOSFET, se utilizó un diodo de marcha libre, que debe colocarse en paralelo con la carga. Este diodo debe ser de recuperación rápida y soportar la corriente de carga. Para esto se utiliza el RU2YX (ECG588), que tiene las características siguientes (Tabla 3.3).

ECG Tipo	Descripción	PRV máx.(V)	Io máx. (A)	Trr (nS)
588	Sw, recuperación rápida	200	3	35

Tabla 3.3 Características del Diodo DFW.

3.6.3. CIRCUITO DE FUERZA.

Una vez realizado el diseño del circuito de potencia se muestra en la figura 3.27, su implementación.

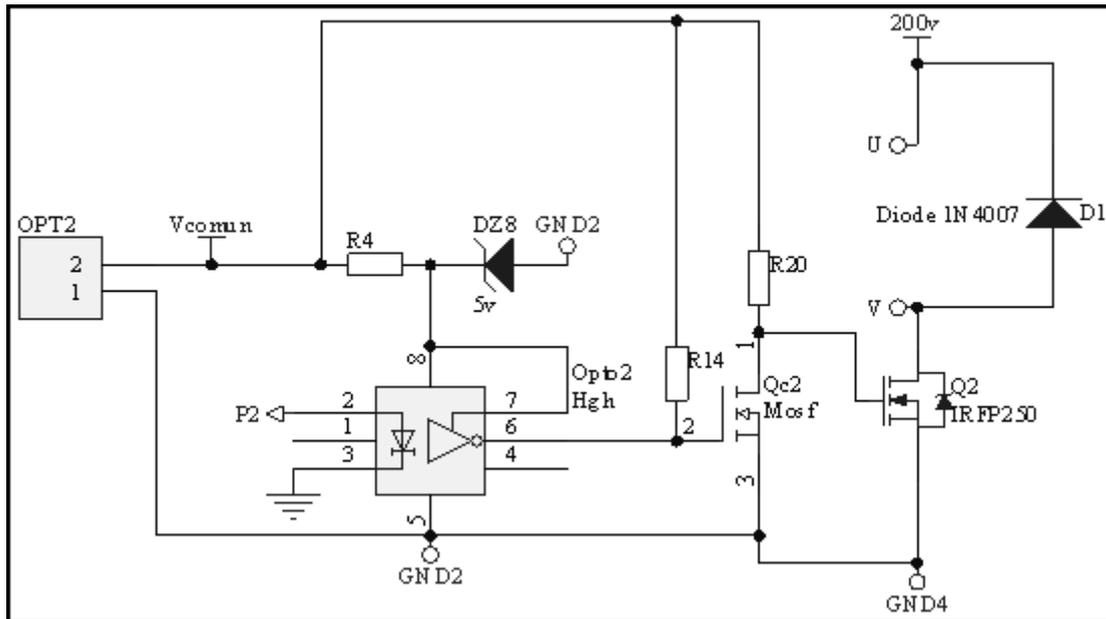


Figura 3.27.- Circuito de Fuerza.

Finalmente en la figura 3.28, se muestra un esquemático general de todos los componentes utilizados en el diseño. Las fotos de los circuitos implementados, así como los esquemáticos de las tarjetas diseñadas se incluyen en el Anexo C.

CAPÍTULO 4. PRUEBAS Y RESULTADOS.

En esta sección se describe las pruebas realizadas al controlador difuso, para evaluar el comportamiento general del sistema. Como ya se ha dicho, el control no se lo realiza directamente sobre el elemento que se desea controlar, (placa de acrílico), sino que es a través de un motor que por su acción produce el flujo de aire necesario para sostener la placa en una determinada posición angular.

A continuación se describe en la tabla 4.1 las características nominales del motor utilizado.

TIPO	MOTOR DE DC
MODELO	FP 105
VNOMINAL	13V
INOMINAL	1.2A

Tabla 4.1.- Características del Motor DC.

En la figura 4.1, se presenta un esquema donde se puede ver los componentes de hardware que se utilizan para el diseño, y de esta manera probar las bondades del controlador difuso propuesto.

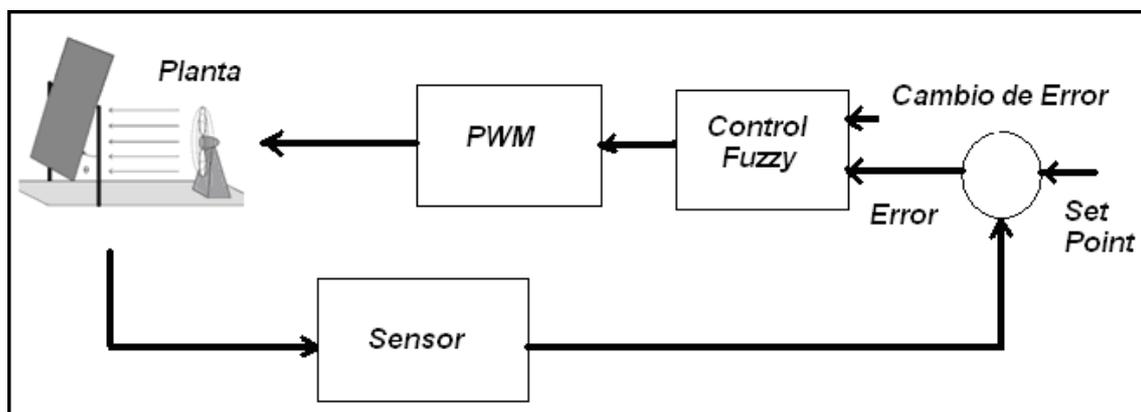


Figura 4.1.- Diagrama de bloques del prototipo de ensayo.

Las pruebas básicas que se ensayan son: La respuesta del sistema a la señal paso y la respuesta del sistema a las perturbaciones. La primera consiste en ingresar cambios rápidos de referencia y la segunda perturbar la carga del sistema.

Cabe mencionar que también se hicieron pruebas de repetibilidad, es decir, pruebas de la variación que ocurre entre mediciones hechas por el mismo operador. La repetibilidad es una forma de variación aleatoria, y sirve como actividad básica previa del control estadístico de los procesos. A continuación los resultados obtenidos a las diferentes pruebas.

4.1 RESPUESTA A LA SEÑAL PASO

Esta prueba permite evaluar el comportamiento estático y dinámico del sistema. La prueba consiste en observar la respuesta del sistema en lazo cerrado ante diferentes cambios de referencia. Las referencias son tomadas desde diferentes puntos, es decir, desde cero a un valor máximo, del valor máximo a cero, desde un valor medio al valor máximo. Los resultados obtenidos se muestran a continuación.

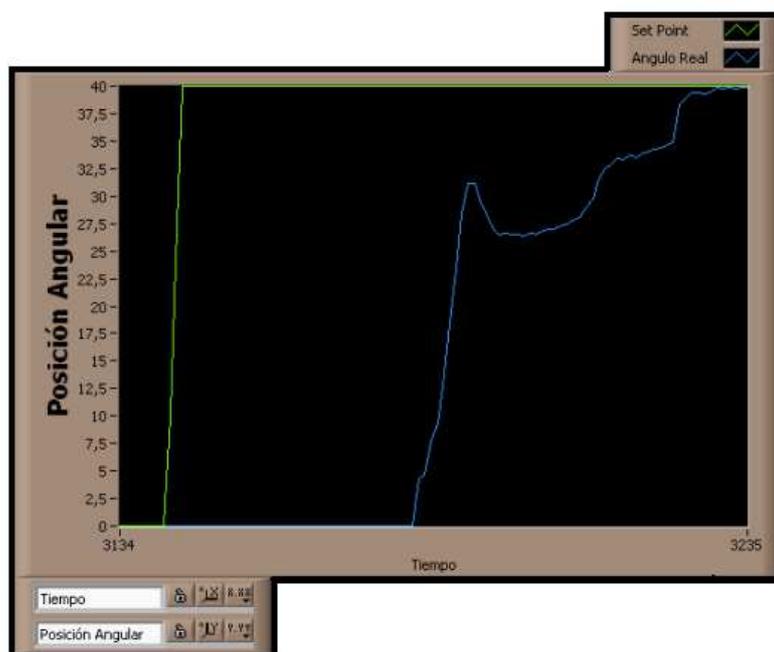


Figura 4.2 Respuesta del sistema a la señal paso, desde cero al valor máximo.

Como se puede observar, la señal paso arranca desde cero hasta un valor máximo, la señal de salida responde adecuadamente, no existe sobre-impulso y el error en estado estable es prácticamente nulo, lo que corrobora la eficiencia de los controladores difusos. También se puede observar un tiempo muerto o tiempo de retardo, que es el tiempo que tarda la señal real en alcanzar a la señal de set point.

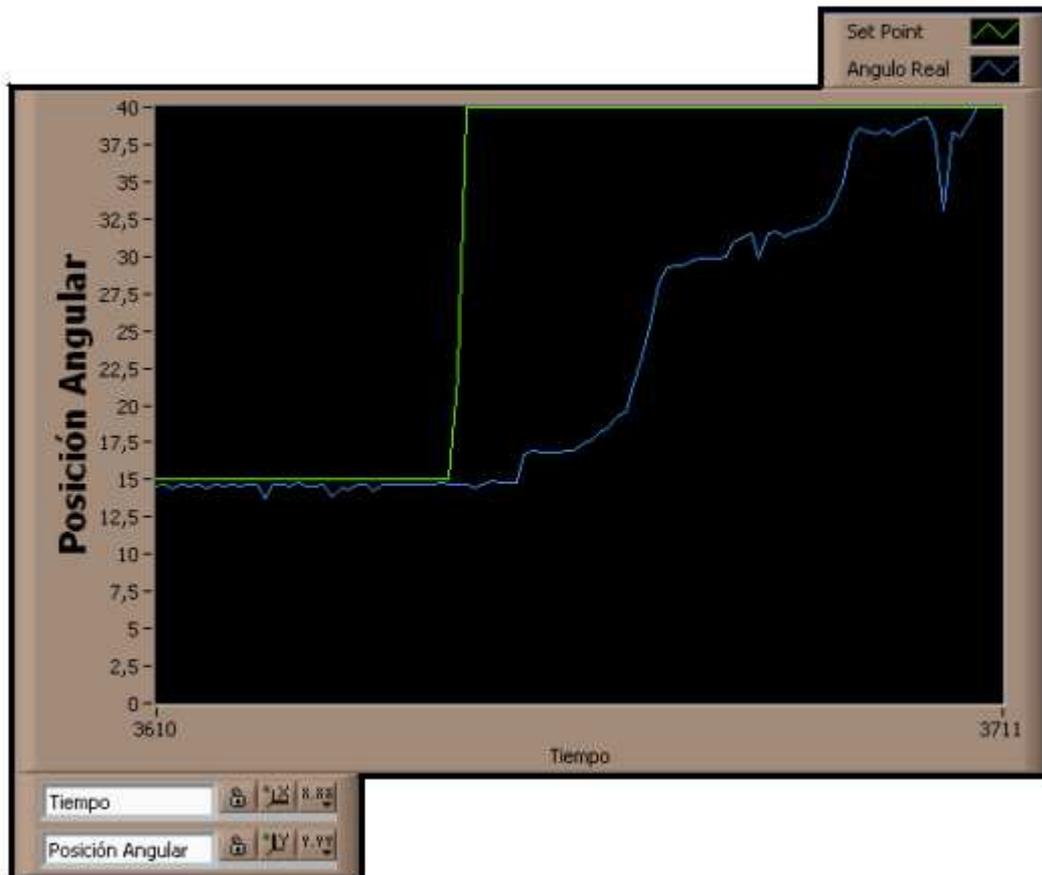


Figura 4.3.- Respuesta del sistema a la señal paso, desde un valor intermedio.

De igual manera se observa que la salida responde adecuadamente a una señal paso que arranca desde un valor diferente de cero. En este caso arranca desde 15° hasta el valor máximo 40°. Cabe destacar que el tiempo en que la salida se estabiliza es menor que la respuesta a la señal paso anterior.

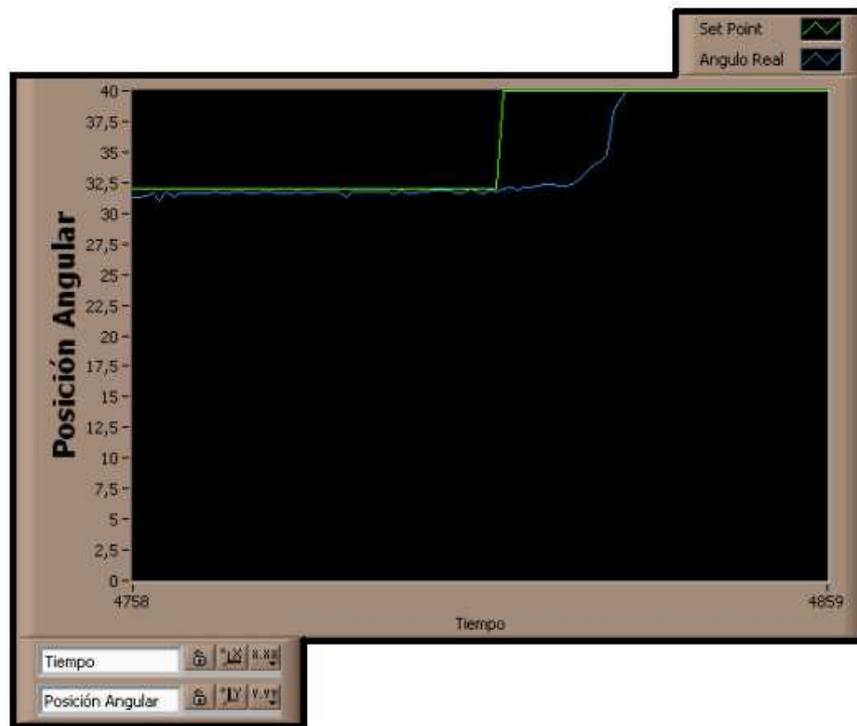


Figura 4.4.- Respuesta del sistema a la señal paso, desde un valor medio alto.

Para este caso, el tiempo de estabilización de la salida es mucho mas pequeño que en los anteriores casos.



Figura 4.5.- Respuesta del sistema a la señal paso, desde el valor máximo hasta cero.

El tiempo que toma la salida en llegar desde el valor máximo hasta el valor mínimo es menor que el tiempo que se demora desde el valor mínimo al máximo, esto se debe a que el peso de la placa provoca una caída más rápida.

Hay que anotar que el tiempo de estabilidad en realidad está limitado al tiempo que tarda la placa de acrílico en alcanzar el ángulo seteado, ya que el controlador difuso en si es de respuesta rápida, pero debido a la inercia de la placa y la lentitud del sistema físico, el controlador difuso se ve limitado al tiempo de reacción de la placa mencionada.

4.1.1. REPETIBILIDAD.

La repetibilidad es una condición necesaria para un análisis más profundo de la realidad de un sistema. Cuando se hace un experimento por segunda vez, éste se repite en algunos aspectos pero no en todos; puesto que siendo lo suficientemente analítico, se puede considerar que, por ejemplo, las condiciones externas e internas del experimento no son exactamente las mismas y que, por tanto, el experimento es diferente para cada evento.

Matemáticamente la repetibilidad se mide como la magnitud de desviación en la salida de una variable cuando se aplica repetidamente una misma señal de entrada, procedente de la misma dirección. Se expresa como porcentaje de la señal máxima de salida.

Hoy en día ya es bien entendida y aceptada la necesidad de medir los resultados de los procesos para tomar decisiones oportunas y adecuadas. El impacto de estas acciones dependerá en gran medida de la calidad de los datos de la medición. Un sistema de medición de buena calidad permitirá controlar y predecir los resultados de un proceso, y ayudará también a identificar y eliminar las causas de variaciones no controladas.

Para el presente caso, se ha ensayado varias pruebas con la entrada paso a la entrada del sistema y como resultado hemos visto que siempre la señal de salida

responde adecuadamente y el error es prácticamente nulo, sin embargo se observa que la forma en que la señal de salida llega al valor deseado no siempre es el mismo, comprobando de esta manera la definición de repetibilidad.

4.2 RESPUESTA A LAS PERTURBACIONES.

Este ensayo permite evaluar el comportamiento de la planta frente a la presencia de una perturbación. Para esto se modifica la carga estática del motor DC, consiguiendo una variación de la carga.



Figura 4.6.- Respuesta del sistema a las perturbaciones.

En este caso se observa que la carga sufre una perturbación mientras el set point es constante, sin embargo el control hace que la salida se estabilice nuevamente en un corto tiempo. En la parte superior derecha se visualizan los valores tanto de la señal de salida como del set point.

También podemos observar que existe un error de posición visible, pero éste se encuentra dentro de los rangos permitidos.

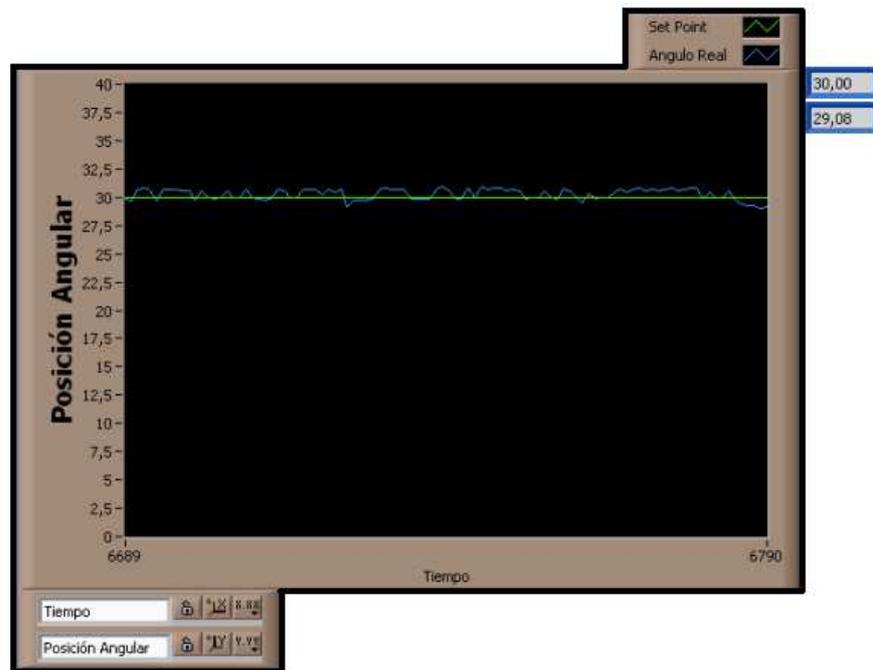


Figura 4.7.- Respuesta del sistema a las perturbaciones en otra parte del rango.

4.3 ENTRADA Y SALIDA DEL CONTROLADOR DIFUSO.

En esta sección se muestran los resultados del controlador propiamente dicho, es decir, la entrada al controlador difuso y la salida de éste, observándose como la salida siempre responde a los cambios de la entrada.

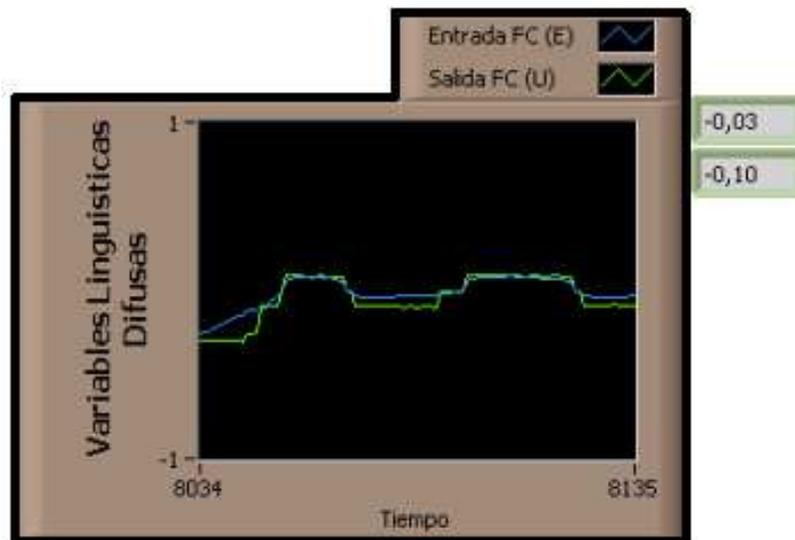


Figura 4.8.- Respuesta de la salida del controlador Fuzzy a los cambios de entrada del mismo.

Como se observa en la gráfica, la señal de salida siempre está pendiente de las acciones que tome la señal de entrada para que, la diferencia entre las dos señales sea cero. De la misma manera tenemos los valores de dichas variables en la parte superior derecha del gráfico, esos valores están en por unidad.

En la figura 4.9, se muestra la pantalla completa del Panel Frontal desarrollado en LabVIEW. En este panel se encuentran las gráficas de: las señales de entrada y salida del Controlador Difuso (parte inferior izquierda), y las señales de Set Point y posición angular real (parte superior derecha). Además se ubica un deslizador manual para el cambio del Set Point (referencia).

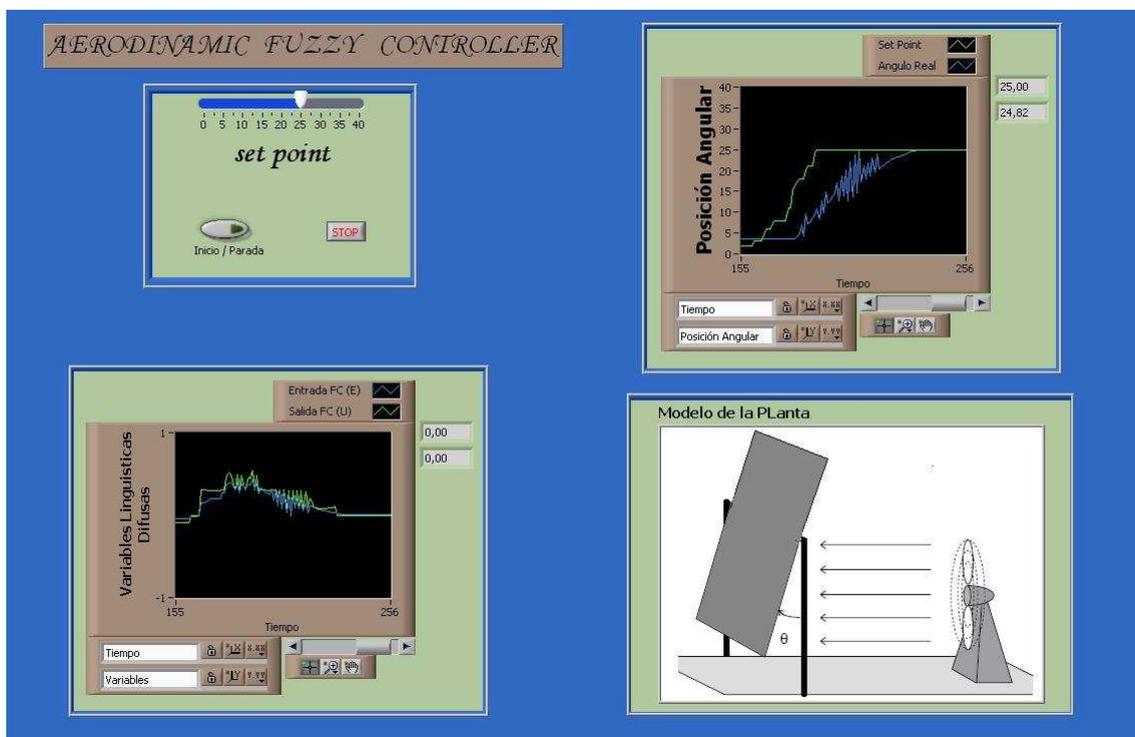


Figura 4.9.- Pantalla de Presentación del control implementado en LabVIEW.

A Continuación en la figura 4.10, se muestra una foto real del sistema aerodinámico implementado.



Figura 4.10.- Foto del Sistema Aerodinámico.

CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

5.1. CONCLUSIONES.

De la experiencia obtenida en este trabajo, se puede ver que en los resultados obtenidos, el control difuso provee una respuesta satisfactoria, rápida y estable para el sistema, cuando éste es sometido a diferentes perturbaciones. Los resultados obtenidos muestran la eficiencia, validez y robustez del método de control propuesto en este artículo.

Las claras ventajas que presenta un controlador difuso, tanto en su funcionamiento, como en su implementación, permiten exaltar las bondades que tendría su implementación en diferentes aplicaciones de control, ya que una vez entendido el principio de funcionamiento de un controlador difuso, se ve claramente reflejada la facilidad que se tiene en implementarlo y calibrarlo.

En este tipo de control se observa que la salida del controlador no presenta grandes oscilaciones alrededor del punto de trabajo, ya que por trabajar de manera más humana (inteligente), va alcanzando el resultado mediante incrementos o decrementos desde un valor alto hasta cada vez valores más pequeños que le permiten alcanzar el valor deseado sin esos saltos bruscos que se ve en el control tradicional.

Si bien es cierto no hay una metodología que diga la cantidad exacta de términos lingüísticos a escoger dentro de una variable lingüística, de la experiencia obtenida, se puede decir que mientras más términos se desarrollen, más fino será el controlador, teniendo siempre la precaución de no saturarlo de términos lingüísticos, ya que en lugar de obtener una respuesta más fina, se obtiene; primero un controlador más lento y en segundo lugar menos confiable, debido a que por la cantidad de términos lingüísticos que tienen, todo el tiempo estaría trabajando, incluso en los cambios despreciables de la carga, por lo que daría una apariencia de inestabilidad.

Hay que señalar que la parte de acondicionamiento es muy importante para el controlador, ya que una entrada errónea provoca en nuestro controlador una acción también errónea.

También es importante señalar la gran ventaja y facilidad que representa trabajar con la herramienta de lógica difusa que posee LabVIEW, debido a que el *fuzzy toolbox* de LabVIEW, a través de su interfaz (*Fuzzy Set Editor*), permite fácilmente diseñar y editar las funciones de membresía para cada variable lingüística, así mismo, a través de su interfaz (*Rule Base Editor*), se puede ingresar directamente la base de reglas y escoger el método de defusificación que se desee implementar. Esta herramienta que presenta LabVIEW es de gran utilidad, ya que sin ella la implementación de un controlador difuso se tornaría más extensa, teniendo la obligación de implementar una serie de tablas para simular este funcionamiento que ya posee LabVIEW.

Otra ventaja de trabajar con el *fuzzy toolbox* del LabVIEW, es que debido al simulador que posee, permite verificar la respuesta de la señal de salida para una determinada o determinadas señales de entrada, obteniendo de esta manera calibrar las funciones de membresía hasta obtener una respuesta que satisfaga los requerimientos deseados.

El *fuzzy toolbox* del LabVIEW, también posee ciertas desventajas, una de las desventajas del *Fuzzy Set Editor*, es que el máximo número de términos para cada variable lingüística es nueve, lo limita tener un controlador difuso más fino. También se puede señalar como desventaja, la gran carga computacional que representa el utilizar esta herramienta.

5.2. RECOMENDACIONES

Como ya se dijo anteriormente no existe una metodología que indique exactamente la cantidad de términos lingüísticos que se deba escoger dentro de una variable lingüística, en términos generales se puede decir que entre 7 y 11 términos lingüísticos es lo recomendable, tanto para la variable de entrada como para la de salida.

Así mismo hay que señalar, que la forma y los límites de cada término lingüístico, dependerá exclusivamente del criterio de experto. Cabe recalcar que el óptimo funcionamiento del controlador dependerá en gran medida del buen criterio que se tenga para escoger tanto la cantidad de términos lingüísticos, así como sus límites de variación.

Importante será prestar atención a las funciones de membresía que estén más cerca de cero, ya que éstas garantizarán un ajuste más preciso cuando se den errores y cambios de error pequeños.

Antes de implementar un sistema de control difuso, verificar la complejidad del sistema que se desea automatizar, debido a que, si bien es cierto un controlador difuso presenta una gran alternativa para sistemas complejos, no vale la pena sub-utilizarlo para sistemas que fácilmente pueden ser abordados por un sistema de control clásico. Hay que tener cierta precaución con la implementación de este tipo de controladores, ya que en algunos casos será mucho más fácil implementar un control clásico.

Para ciertas aplicaciones donde existan no sólo dos entradas, sino un número mayor de entradas y salidas, es muy aconsejable implementar este tipo de control, ya que evita al experto diseñar sistemas clásicos realmente complicados por la cantidad de entradas y salidas que posee.

6.- REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] OGATA, Katsuhiko. Ingeniería de Control Moderno. PRENTICE HALL. 1976.
- [2] BRASLAVSKY, Julio. "Control Automático". Congreso de Ingeniería en Automatización y Control Industrial, Universidad Nacional de Quilmes, Argentina 2002.
- [3] FRANKLIN, Gene; K.J. Aström and T.H. Agglind. PID Controllers: Theory, Design and Tuning. Instrument Society of America, 1995.
- [4] VELASCO Ramiro Aduviri, COMPARACIÓN DE CONTROLADORES CONVENCIONALES Y CONTROLADORES DIFUSOS, La Paz - Bolivia, 5 de Noviembre del 108.
- [5] Driankov, Dimiter & otros. "An Introduction to Fuzzy Control" Springer Verlag, Berlin, 1993.
- [6] Klir, George & Yuan, Bo. "Fuzzy Sets and Fuzzy Logic" Prentice Hall, New Jersey, 1995.
- [7] Lee, Chuen Chien. "Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller-Part I" en IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, V 20, No. 3 Marzo/Abril 1990, pp 404-418.
- [8] Passino, Kevin, "Fuzzy Control" en The Control Handbook, IEEE pp 1001-1017.
- [9] Wang, Li-Xin & Mendel, Jerry. "Fuzzy Basis Functions, Universal Approximation, and Orthogonal Least-Squares Learning" en IEEE Transactions on Neural Networks, Vol 3, No 5, Septiembre 1992, pp 807-814.
- [10] ALTROCK C. V, Fuzzy Logic and Neuro Fuzzy Applications explained, Prentice Hall, 1995.
- [11] ALTROCK C. V, Fuzzy Logic and Neuro Fuzzy Technologies in Appliances, Embedded Systems Conferences, 1999.
- [12] ANGEL CHRISTIAN ABUSLEME HOFFMAN. CONTROL DIFUSO DE VEHÍCULO VOLADOR NO TRIPULADO, Santiago de Chile, 2000.
- [13] KASABOV, Nikola. Foundations of Neural Networks, Fuzzy Systems and Knowledge Engineering. MIT PRESS. 1998.

- [14] JUAN L. HERNÁNDEZ SÁNCHEZ Y CRISTIÁN CUADRA ALVARADO, FUZZY CONTROL STRATEGIES FOR A TWO-VARIABLE NONLINEAR SYSTEM, 2001
- [15] MANDANI, E. H. "Application of Fuzzy Algorithm for Control of Simple Dynamic Plant" Proc. IEE Vol 121, N°12, pp 1585-15 88, 1974.
- [16] National Instruments Corporation, PID Control Toolset User Manual, November 2001 Edition, Part Number 322192A-01, Chapter 5: Overview of Fuzzy Logic; Chapter 6: Fuzzy Controllers; Chapter 8: Using the Fuzzy Logic Controller Design VI.
- [17] RASHID, Muhammad. Power Electronics Handbook. ACADEMIC PRESS. 2001.
- [18] COUGHLIN, Robert. DISCROL, Frederick. Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales. Prentice Hall. 1999.
- [19] National Instruments Corporation, USB 6008/6009 User Guide and Specifications.

ANEXOS

ANEXO A
Hojas Técnicas.

A – 1 NI USB 2008

USER GUIDE AND SPECIFICATIONS

USB-6008/6009

This guide describes how to use the National Instruments USB-6008/6009 data acquisition (DAQ) devices and lists specifications.

Introduction

The NI USB-6008/6009 provides connection to eight analog input (AI) channels, two analog output (AO) channels, 12 digital input/output (DIO) channels, and a 32-bit counter with a full-speed USB interface.



Note This manual revision updates naming conventions to reflect the conventions used in NI-DAQmx. Table 1 notes the correlation between the old and updated names.

Table 1. Digital Output Driver Type Naming Conventions

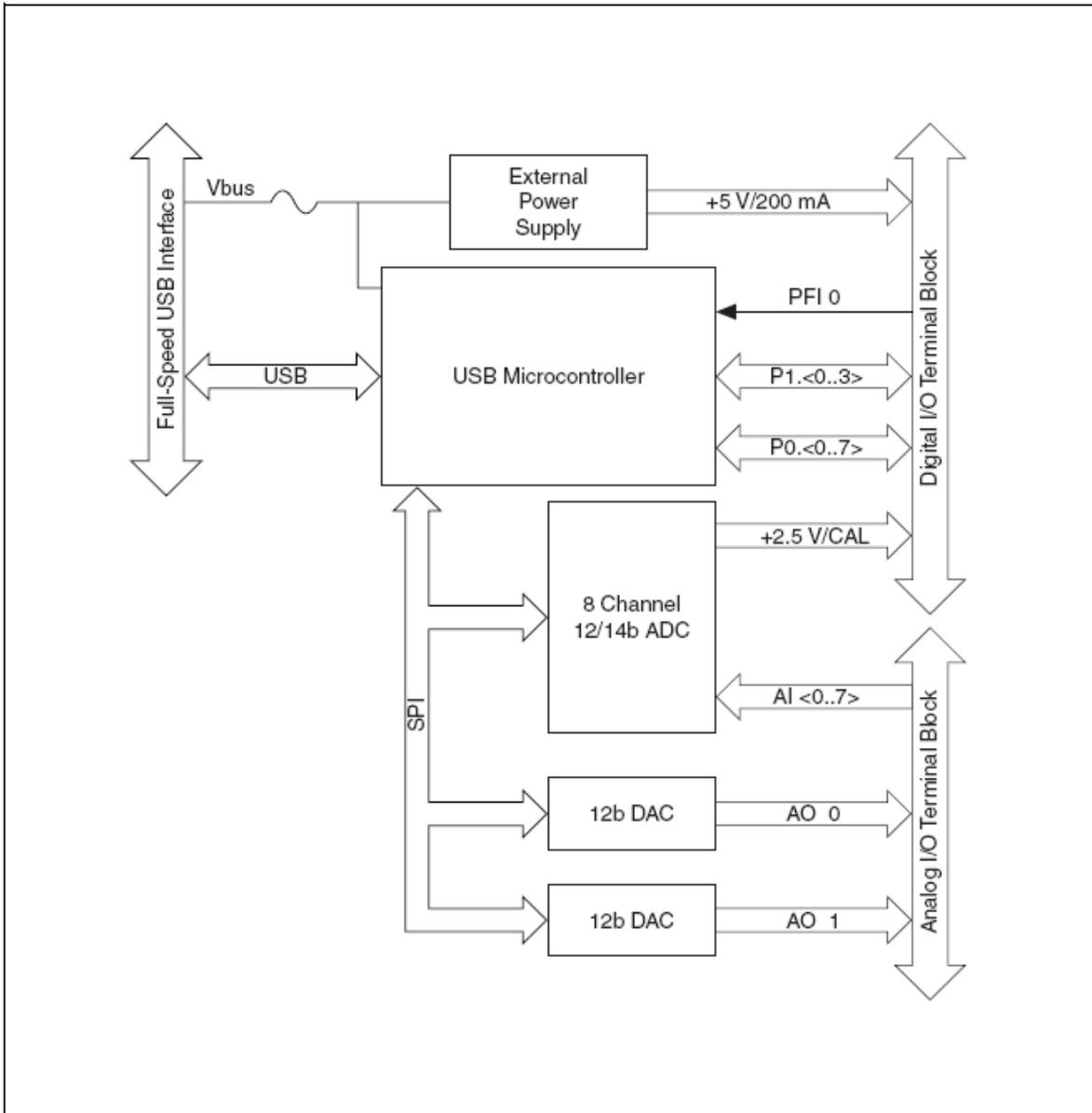
Hardware Functionality	NI-DAQmx Terminology
Open-drain	Open collector
Push-pull	Active drive

Table 2. Differences Between the USB-6008 and USB-6009

Feature	USB-6008	USB-6009
AI Resolution	12 bits differential, 11 bits single-ended	14 bits differential, 13 bits single-ended
Maximum AI Sample Rate, Single Channel*	10 kS/s	48 kS/s
Maximum AI Sample Rate, Multiple Channels (Aggregate)*	10 kS/s	42 kS/s
DIO Configuration	Open collector	Open collector or active drive
* Might be system dependent.		

Hardware

The following block diagram shows key functional components of the USB-6008/6009.

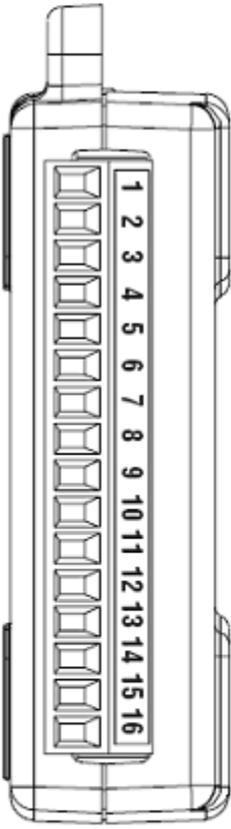


I/O Connector

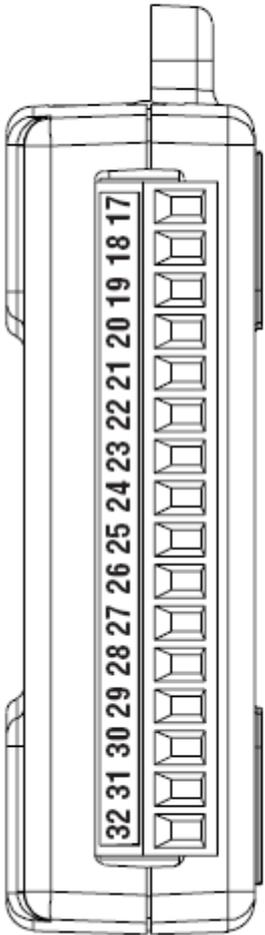
The USB-6008/6009 ships with one detachable screw terminal block for analog signals and one detachable screw terminal block for digital signals. These terminal blocks provide 16 connections that use 16 AWG to 28 AWG wire.

Table 3 lists the analog terminal assignments, and Table 4 lists the digital terminal assignments.

Analog Terminal Assignments

Module	Terminal	Signal, Single-Ended Mode	Signal, Differential Mode
	1	GND	GND
	2	AI 0	AI 0+
	3	AI 4	AI 0-
	4	GND	GND
	5	AI 1	AI 1+
	6	AI 5	AI 1-
	7	GND	GND
	8	AI 2	AI 2+
	9	AI 6	AI 2-
	10	GND	GND
	11	AI 3	AI 3+
	12	AI 7	AI 3-
	13	GND	GND
	14	AO 0	AO 0
	15	AO 1	AO 1
	16	GND	GND

Digital Terminal Assignments

Module	Terminal	Signal
 <p>A technical drawing of a module terminal block. It shows a vertical strip of 16 pins. The pins are numbered from 17 at the top to 32 at the bottom. The numbers are arranged in two columns: 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32. The drawing shows the physical shape of the pins and the housing they are attached to.</p>	17	P0.0
	18	P0.1
	19	P0.2
	20	P0.3
	21	P0.4
	22	P0.5
	23	P0.6
	24	P0.7
	25	P1.0
	26	P1.1
	27	P1.2
	28	P1.3
	29	PFI 0
	30	+2.5 V
	31	+5 V
	32	GND

Signal Descriptions

Table 5 describes the signals available on the I/O connectors.

Signal Descriptions

Signal Name	Reference	Direction	Description
GND	—	—	Ground —The reference point for the single-ended AI measurements, bias current return point for differential mode measurements, AO voltages, digital signals at the I/O connector, +5 VDC supply, and the +2.5 VDC reference.
AI <0..7>	Varies	Input	Analog Input Channels 0 to 7 —For single-ended measurements, each signal is an analog input voltage channel. For differential measurements, AI 0 and AI 4 are the positive and negative inputs of differential analog input channel 0. The following signal pairs also form differential input channels: <AI 1, AI 5>, <AI 2, AI 6>, and <AI 3, AI 7>.
AO 0	GND	Output	Analog Channel 0 Output —Supplies the voltage output of AO channel 0.
AO 1	GND	Output	Analog Channel 1 Output —Supplies the voltage output of AO channel 1.
P1.<0..3> P0.<0..7>	GND	Input or Output	Digital I/O Signals —You can individually configure each signal as an input or output.
+2.5 V	GND	Output	+2.5 V External Reference —Provides a reference for wrap-back testing.
+5 V	GND	Output	+5 V Power Source —Provides +5 V power up to 200 mA.
PFI 0	GND	Input	PFI 0 —This pin is configurable as either a digital trigger or an event counter input.

Analog Input

You can connect analog input signals to the USB-6008/6009 through the I/O connector. Refer to Table 5 for more information about connecting analog input signals.

Analog Input Circuitry

Figure 5 illustrates the analog input circuitry of the USB-6008/6009.

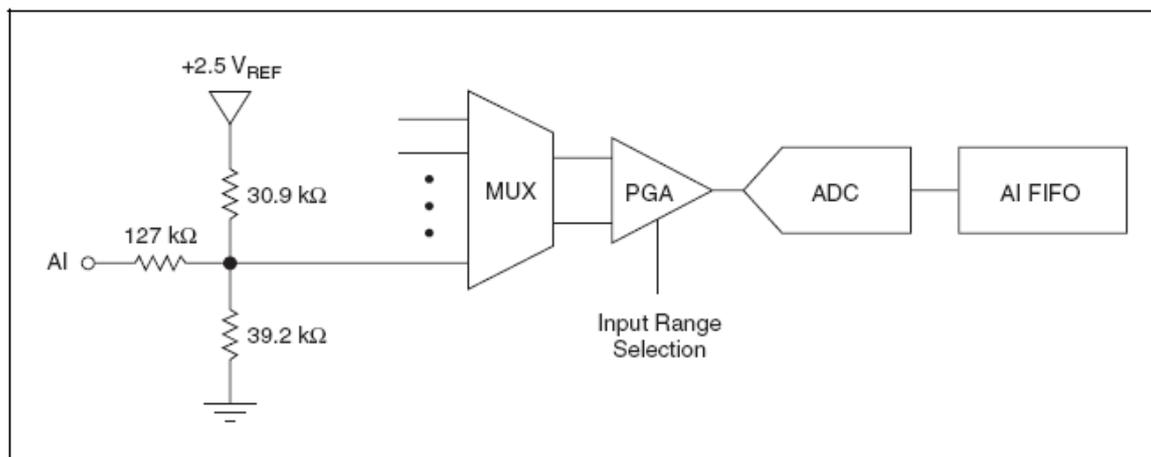


Figure 5. Analog Input Circuitry

MUX

The USB 6008/6009 has one analog-to-digital converter (ADC). The multiplexer (MUX) routes one AI channel at a time to the PGA.

PGA

The programmable-gain amplifier provides input gains of 1, 2, 4, 5, 8, 10, 16, or 20 when configured for differential measurements and gain of 1 when configured for single-ended measurements. The PGA gain is automatically calculated based on the voltage range selected in the measurement application.

A/D Converter

The analog-to-digital converter (ADC) digitizes the AI signal by converting the analog voltage into a digital code.

Analog Output

The USB-6008/6009 has two independent AO channels that can generate outputs from 0–5 V. All updates of AO lines are software-timed.

Analog Output Circuitry

Figure 10 illustrates the analog output circuitry for the USB-6008/6009.

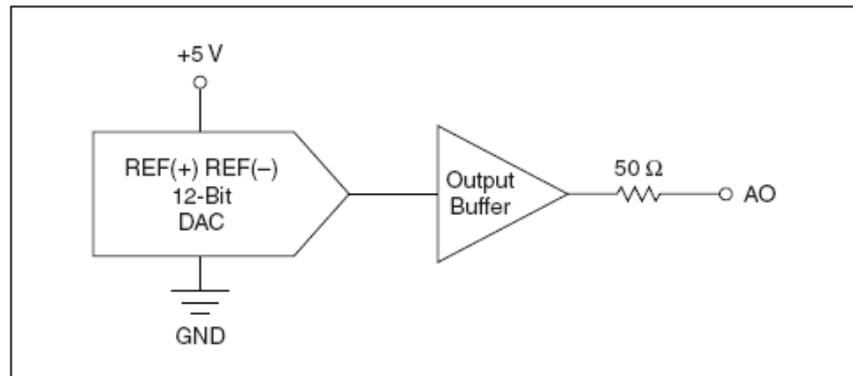


Figure 10. Analog Output Circuitry

DACs

Digital-to-analog converters (DACs) convert digital codes to analog voltages.

Connecting Analog Output Loads

To connect loads to the USB-6008/6009, connect the positive lead of the load to the AO terminal, and connect the ground of the load to a GND terminal.

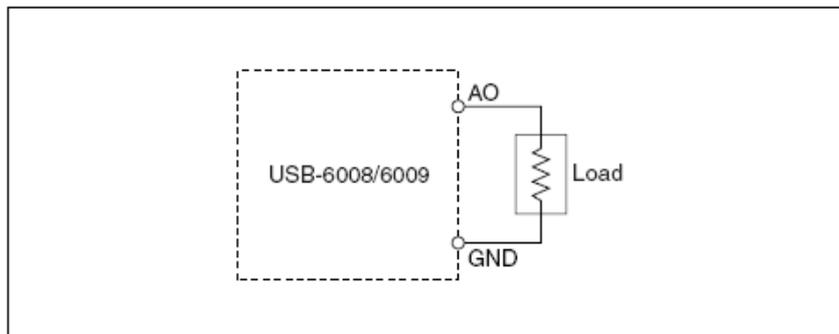


Figure 11. Connecting a Load

Minimizing Glitches on the Output Signal

When you use a DAC to generate a waveform, you may observe glitches in the output signal. These glitches are normal; when a DAQ switches from one voltage to another, it produces glitches due to released charges. The largest glitches occur when the most significant bit of the DAC code changes. You can build a low-pass deglitching filter to remove some of these glitches, depending on the frequency and nature of the output signal. Refer to ni.com/support for more information about minimizing glitches.

Specifications

The following specifications are typical at 25 °C, unless otherwise noted

Analog Input

Converter type	Successive approximation
Analog inputs	8 single-ended, 4 differential, software selectable
Input resolution	
USB-6008	12 bits differential, 11 bits single-ended
USB-6009	14 bits differential, 13 bits single-ended
Max sampling rate ¹	
Single channel	
USB-6008	10 kS/s
USB-6009	48 kS/s
Multiple channels (aggregate)	
USB-6008	10 kS/s
USB-6009	42 kS/s
AI FIFO	512 bytes
Timing resolution	41.67 ns (24 MHz timebase)
Timing accuracy	100 ppm of actual sample rate
Input range	
Single-ended	±10 V
Differential	±20 V, ±10 V, ±5 V, ±4 V, ±2.5 V, ±2 V, ±1.25 V, ±1 V
Working voltage	±10 V
Input impedance	144 kΩ
Overvoltage protection	±35

Trigger source Software or external digital trigger

System noise

USB-6008, differential..... 1.47 mVrms
 USB-6009, single-ended 2.93 mVrms
 USB-6009, differential..... 0.37 mVrms
 USB-6009, single-ended 0.73 mVrms

Absolute accuracy at full scale, single ended

Range	Typical at 25 °C (mV)	Maximum over Temperature (mV)
±10	14.7	138

Absolute accuracy at full scale, differential¹

Range	Typical at 25 °C (mV)	Maximum over Temperature (mV)
±20	14.7	138
±10	7.73	84.8
±5	4.28	58.4
±4	3.59	53.1
±2.5	2.56	45.1
±2	2.21	42.5
±1.25	1.70	38.9
±1	1.53	37.5

¹ Input voltages may not exceed the working voltage range.

Analog Output

Converter type Successive approximation

Analog outputs 2

Output resolution..... 12 bits

Maximum update rate 150 Hz, software-timed

Output range 0 to +5 V

Output impedance 50 Ω

Power Requirements

USB

4.10 to 5.25 VDC.....	80 mA typical, 500 mA max
USB suspend	300 μ A typical, 500 μ A max

Physical Characteristics

If you need to clean the module, wipe it with a dry towel.

Dimensions

Without connectors.....	6.35 cm \times 8.51 cm \times 2.31 cm (2.50 in. \times 3.35 in. \times 0.91 in.)
With connectors.....	8.18 cm \times 8.51 cm \times 2.31 cm (3.22 in. \times 3.35 in. \times 0.91 in.)

I/O connectors.....USB series B receptacle,
(2) 16 position terminal block
plug headers

Weight

With connectors.....	84 g (3 oz)
Without connectors.....	54 g (21 oz)

Screw-terminal wiring16 to 28 AWG

Torque for screw terminals.....0.22 to 0.25 N \cdot m
(2.0 to 2.2 lb \cdot in.)

Safety

Standards

The USB-6008/6009 is designed to meet the requirements of the following standards of safety for electrical equipment for measurement, control, and laboratory use:

- IEC 61010-1, EN 61010-1
- UL 61010-1
- CAN/CSA-C22.2 No. 61010-1



Note For UL and other safety certifications, refer to the product label, or visit ni.com/certification, search by model number or product line, and click the appropriate link in the Certification column.

A – 2 PIC18F2550



Features

- Bushing mount
- Optional center tap and rear shaft extension
- Optional AR lug feature
- Gangable with common or concentric shafts
- High torque available

■ Non-standard features and specifications available

3540/3541 - Precision Potentiometer

Electrical Characteristics¹ 3540 Wirewound Element 3541 Hybritron[®] Element

Standard Resistance Range	100 to 100 K ohms	1 K to 100 K ohms
Total Resistance Tolerance	±5 %	±10 %
Independent Linearity	±0.25 %	±0.25 %
Effective Electrical Angle	3600° +10°, -0°	3600° +10°, -0°
Absolute Minimum Resistance/	1 ohm or 0.1 % maximum	0.2 % maximum
Minimum Voltage	(whichever is greater)	
Noise/Output Smoothness	100 ohms ENR maximum	0.1 % maximum
Dielectric Withstanding Voltage (MIL-STD-202, Method 301)	Sea Level	
	1,000 VAC minimum	1,000 VAC minimum
Power Rating (Voltage Limited By Power Dissipation or 447 VAC, Whichever Is Less)		
+70 °C	2 watts	2 watts
+125 °C	0 watt	0 watt
Insulation Resistance (500 VDC)	1,000 megohms minimum	1,000 megohms minimum
Resolution	See recommended part nos. ...Essentially infinite	

Environmental Characteristics¹

Operating Temperature Range	+1 °C to +125 °C	+1 °C to +125 °C
Storage Temperature Range	-55 °C to +125 °C	-55 °C to +125 °C
Temperature Coefficient Over	Storage Temperature Range ²	
Vibration	15 G	15 G
Wiper Bounce	0.1 millisecond maximum	0.1 millisecond maximum
Shock	50 G	50 G
Wiper Bounce	0.1 millisecond maximum	0.1 millisecond maximum
Load Life	1,000 hours, 2 watts	1,000 hours, 2 watts
Total Resistance Shift	±2 %	±5 %
Rotational Life (No Load)	1,000,000 shaft revolutions ²	5,000,000 shaft revolutions ²
Total Resistance Shift	±5 % maximum	±5 % maximum
Moisture Resistance (MIL-STD-202, Method 103, Condition B)		
Total Resistance Shift	±2 % maximum	±5 % maximum
IP Rating	IP 40	

Mechanical Characteristics¹

Stop Strength	53 N-cm (75 oz.-in.) minimum
Mechanical Angle	3600° +10°, -0°
Torque (Starting & Running)	0.35 N-cm (0.5 oz.-in.) max.
Mounting	170-200 N-cm (15-18 lb.-in.) max.
Shaft Runout	0.08 mm (0.003 in.) T.I.R.
Lateral Runout	0.13 mm (0.005 in.) T.I.R.
Shaft End Play	0.30 mm (0.012 in.) T.I.R.
Shaft Radial Play	0.08 mm (0.003 in.) T.I.R.
Pilot Diameter Runout	0.08 mm (0.003 in.) T.I.R.
Backlash	1.0° maximum
Weight	Approximately 21 gm
Terminals	Gold-plated solder lugs
Soldering Condition	Recommended hand soldering using Sn95/Ag5 no clean solder, 0.025" wire diameter. Maximum temperature 399 °C (750 °F) for 3 seconds. No wash process to be used with no clean flux.
Marking	Manufacturer's name and part number, resistance value and tolerance, linearity tolerance, wiring diagram, and date code
Ganging (Multiple Section Pots.)	2 cups maximum
Hardware	One lockwasher (H-37-2) and one mounting nut (H-38-2) is shipped with each potentiometer.

¹At room ambient: +25 °C nominal and 50 % relative humidity nominal, except as noted.

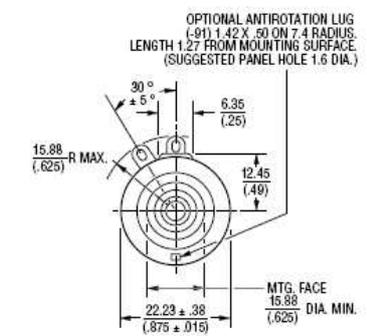
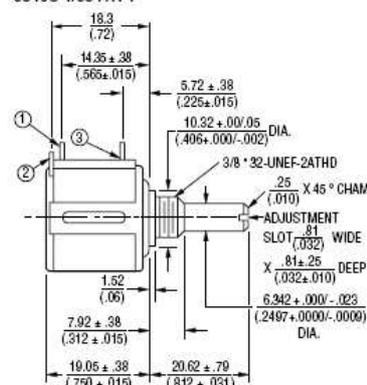
²Consult manufacturer for complete specification details.

Recommended Part Numbers

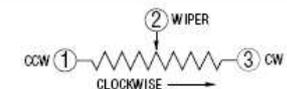
Part Number	Resistance	Resolution
3540S-1-201L	200	.042
3540S-1-501L	500	.031
3540S-1-102L	1,000	.027
3540S-1-202L	2,000	.021
3540S-1-502L	5,000	.021
3540S-1-103L	10,000	.019
3540S-1-203L	20,000	.014
3540S-1-503L	50,000	.011
3540S-1-104L	100,000	.008

Part Number	Resistance
3541H-1-102L	1,000
3541H-1-202L	2,000
3541H-1-502L	5,000
3541H-1-103L	10,000
3541H-1-203L	20,000
3541H-1-503L	50,000
3541H-1-104L	100,000

3540S-1/3541H-1



TOLERANCES: EXCEPT WHERE NOTED
 DECIMALS: .XX ± .25 (.010), .XXX ± .13 (.005)
 FRACTIONS: ±1/64
 DIMENSIONS: MM (IN.)



BOLDFACE LISTINGS ARE IN STOCK AND READILY AVAILABLE THROUGH DISTRIBUTION.
 FOR SERVO MOUNT VERSION AND OTHER OPTIONS CONSULT FACTORY.
 FOR OTHER OPTIONS CONSULT FACTORY.
 RoHS IDENTIFIER:
 L = COMPLIANT
 BLANK = NON-COMPLIANT

A – 3 OPTO 6N135

SIEMENS

6N135 6N136

HIGH-SPEED 2.5 kV TRIOS® OPTOCOUPLER

FEATURES

- Isolation Test Voltage: 2500 VAC_{RMS}
- TTL Compatible
- High Bit Rates: 1 Mbit/s
- High Common-Mode Interference Immunity
- Bandwidth 2 MHz
- Open-Collector Output
- External Base Wiring Possible
- Field-Effect Stable by TRIOS*
- Underwriters Lab File #E52744

DESCRIPTION

The 6N135 and 6N136 are optocouplers with a GaAlAs infrared emitting diode, optically coupled with an integrated photodetector which consists of a photodiode and a high-speed transistor in a DIP-8 plastic package.

Signals can be transmitted between two electrically separated circuits up to frequencies of 2 MHz. The potential difference between the circuits to be coupled is not allowed to exceed the maximum permissible reference voltages.

Maximum Ratings

Emitter

- Reverse Voltage 5 V
- Forward Current 25 mA
- Peak Forward Current
(t = 1 ms, duty cycle 50%) 50 mA
- Maximum Surge Forward Current
(t ≤ 1 μs, 300 pulses/s) 1 A
- Thermal Resistance 700 K/W
- Total Power Dissipation (T_A ≤ 70°C) 45 mW

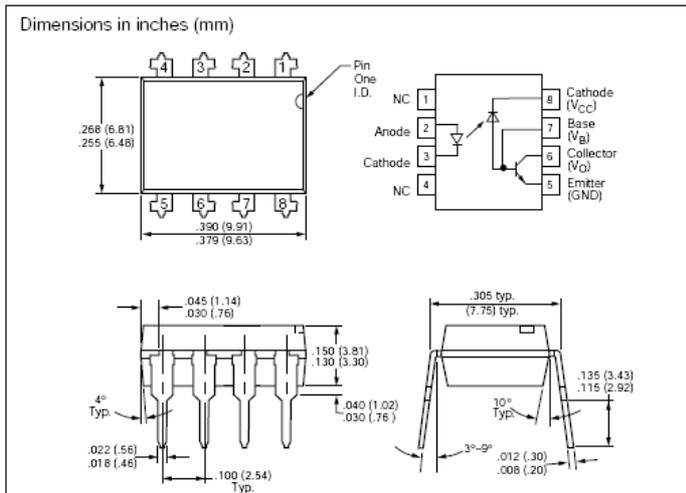
Detector

- Supply Voltage -0.5 to 15 V
- Output Voltage -0.5 to 15 V
- Emitter-Base Voltage 5 V
- Output Current 8 mA
- Maximum Output Current 16 mA
- Base Current 5 mA
- Thermal Resistance 300 K/W
- Total Power Dissipation (T_A ≤ 70°C) 100 mW

Package

- Isolation Test Voltage (between emitter and detector climate per DIN 40046, part 2, Nov. 74 (t=1 min.) 2500 VAC_{RMS}
- Pollution Degree (DIN VDE 0109) 2
- Creepage ≥ 7 mm
- Clearance ≥ 7 mm
- Comparative Tracking Index per DIN IEC112/VDE 0303 part 1, Group IIIa per DIN VDE 6110 175
- Isolation Resistance
V_{IO} = 500 V, T_A = 25°C ≥ 10¹² Ω
V_{IO} = 500 V, T_A = 100°C ≥ 10¹¹ Ω
- Storage Temperature Range -55°C to +125°C
- Ambient Temperature Range -55°C to +100°C
- Soldering Temperature (max. ≤ 10 sec., dip soldering ≥ 0.5 mm from case bottom) 260°C

*TRIOS—TRansparent IO n Shield



Characteristics (T_A = 0 to 70°C unless otherwise specified, T_A = 25°C typ.)

Emitter	Symbol		Unit	Condition
Forward Voltage	V _F	1.6 (≤1.9)	V	I _F = 16 mA
Breakdown Voltage	V _{BR}	≥ 5	V	I _R = 10 μA
Reverse Current	I _R	0.5 (≤10)	μA	V _R = 5 V
Capacitance	C _O	125	pF	V _R = 0 V, f = 1 MHz
Temperature Coefficient, Forward Voltage	ΔV _F / ΔT _A	-1.7	mV/°C	I _F = 16 mA
Detector				
Supply Current Logic Low	I _{CCL}	150	μA	I _F = 16 mA, V _O open, V _{CC} = 15 V
Supply Current Logic High	I _{CCH}	0.01 (≤1)	μA	I _F = 0 mA, V _O open, V _{CC} = 15 V
Output Voltage, Output Low	V _{OL}	0.1 (≤0.4)	V	I _F = 16 mA, V _{CC} = 4.5 V, I _O = 1.1 mA
6N135	V _{OL}	0.1 (≤0.4)	V	I _O = 2.4 mA
6N136				
Output Current, Output High	I _{CH}	3 (≤500)	nA	I _F = 0 mA, V _O = V _{CC} = 5.5 V
Output Current, Output High	I _{CH}	0.01 (≤1)	μA	I _F = 0 mA, V _O = V _{CC} = 15 V
Current Gain	H _{FE}	150		V _O = 5 V, I _O = 3 mA
Package				
Coupling Capacitance Input-Output	C _{IO}	0.6	pF	f = 1 MHz
Current Transfer Ratio				
6N135	CTR	16 (≥7)	%	I _F = 16 mA, V _O = 0.4 V, V _{CC} = 4.5 V, T _A = 25°C
6N136	CTR	35 (≥19)	%	
6N135	CTR	≥ 5	%	I _F = 16 mA, V _O = 0.5 V, V _{CC} = 4.5 V
6N136	CTR	≥ 15	%	

Figure 1. Switching times

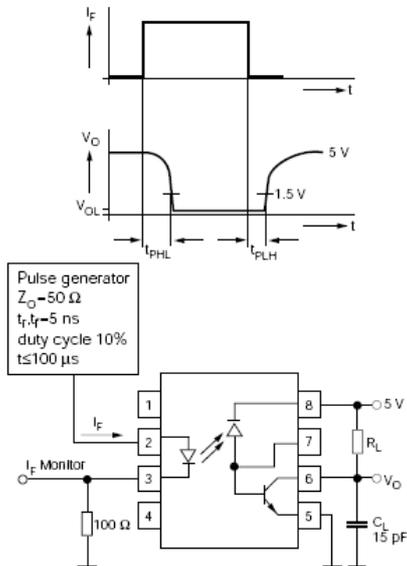
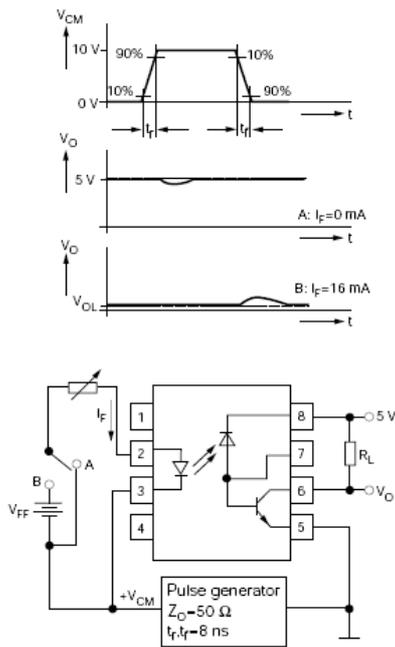


Figure 2. Common-mode interference immunity



Delay Time ($I_F=16 \text{ mA}$, $V_{CC}=5 \text{ V}$, $T_A=25^\circ\text{C}$)

High - Low 6N135 ($R_L=4.1 \text{ k}\Omega$) 6N136 ($R_L=1.9 \text{ k}\Omega$)	t_{PHL} t_{PHL}	0.3 (≤ 1.5) 0.2 (≤ 0.8)	μs μs
Low - High 6N135 ($R_L=4.1 \text{ k}\Omega$) 6N136 ($R_L=1.9 \text{ k}\Omega$)	t_{PLH} t_{PLH}	0.3 (≤ 1.5) 0.2 (≤ 0.8)	μs μs

Common Mode Interference Immunity

($V_{CM}=10 \text{ V}_{P-P}$, $V_{CC}=5 \text{ V}$, $T_A=25^\circ\text{C}$)

High ($I_F=0 \text{ mA}$) 6N135 ($R_L=4.1 \text{ k}\Omega$) 6N136 ($R_L=1.9 \text{ k}\Omega$)	CM_H CM_H	1000 1000	$\text{V}/\mu\text{s}$ $\text{V}/\mu\text{s}$
Low ($I_F=16 \text{ mA}$) 6N135 ($R_L=4.1 \text{ k}\Omega$) 6N136 ($R_L=1.9 \text{ k}\Omega$)	CM_L CM_L	1000 1000	$\text{V}/\mu\text{s}$ $\text{V}/\mu\text{s}$

Figure 3. Output characteristics-6N135

Output current versus output voltage

($T_A=25^\circ\text{C}$, $V_{CC}=5 \text{ V}$)

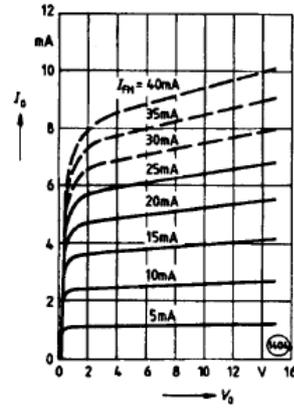


Figure 4. Output characteristics-6N136

Output current versus output voltage

($T_A=25^\circ\text{C}$, $V_{CC}=5 \text{ V}$)

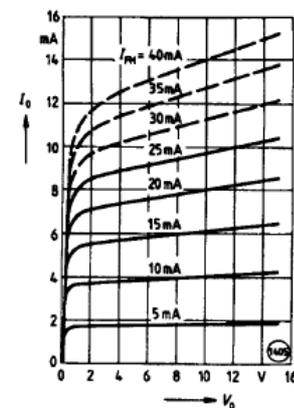


Figure 5. Permissible forward current of emitting diode versus ambient temperature

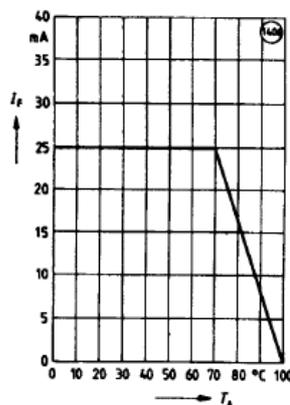


Figure 6. Permissible total power dissipation versus ambient temperature

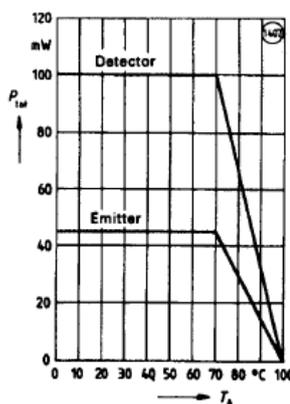


Figure 7. Forward current of emitting diode versus forward voltage (TA=25°C)

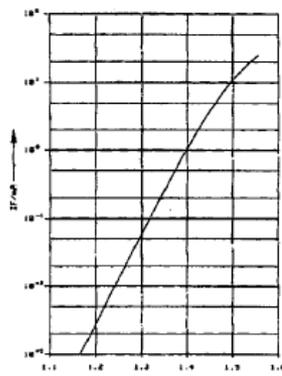


Figure 8. Small signal transfer ratio versus forward current (VCC=5 V, TA=25°C)

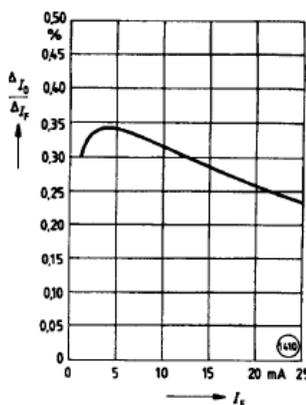


Figure 9. Current transfer ratio (normalized) versus ambient temperature (normalized to If=16 mA, VO=0.4 V, VCC=5 V, TA=25°C)

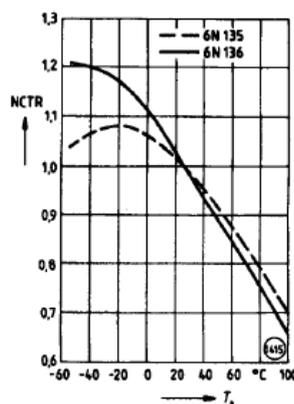


Figure 10. Output current (high) versus ambient temperature (VO=VCC=5 V, If=0)

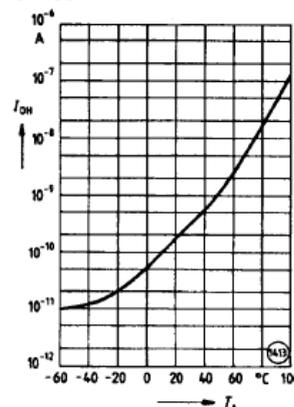


Figure 11. Delay times versus ambient temperature (If=16 mA, VCC=5 V, 6N135: RL=4.1 kΩ, 6N136: RL=1.9 kΩ)

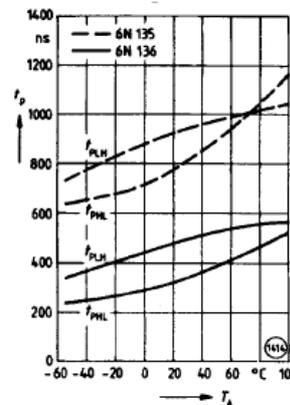
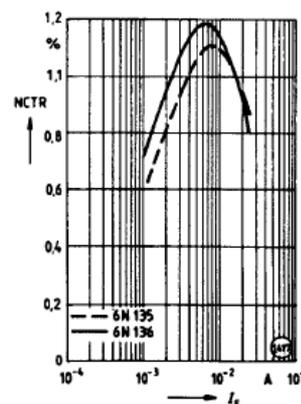


Figure 12. Current transfer ratio (normalized) versus forward current (If=16 mA, VO=0.4 V, VCC=5 V, TA=25°C)

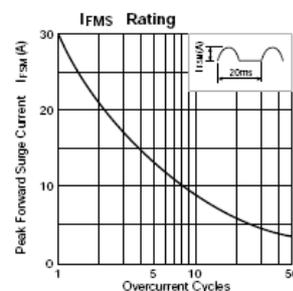
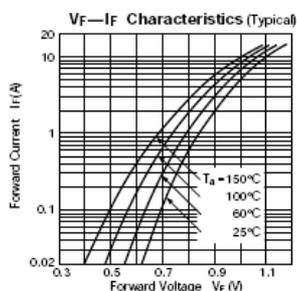
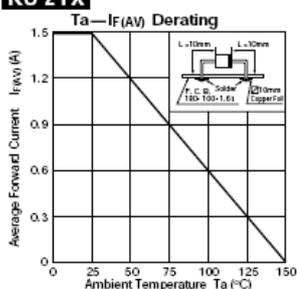


A – 4 RU2YX DIODO

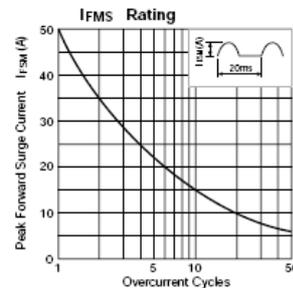
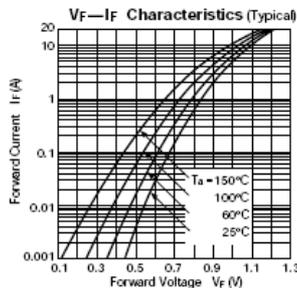
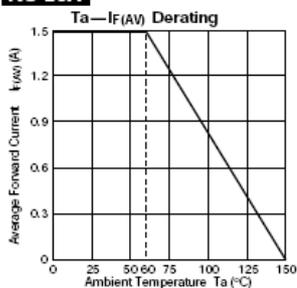
Fast-Recovery Rectifier Diodes

Parameter Type No.	Absolute Maximum Ratings				Electrical Characteristics (Ta=25°C)								Others			
	V _{RM} (V)	I _{F(AV)} (A)	I _{FSM} (A) 50Hz Half-cycle Sine-wave Single Shot	T _J (°C)	T _{stg} (°C)	V _F (V) max	I _F (A)	I _R (μA) V _R =V _{RM} max	I _R (H) (μA) V _R =V _{RM} Ta=100°C max	t _{rr} (1) (μs) I _F /I _{RP} (mA)	t _{rr} (2) (μs) I _F /I _{RP} (mA)	R _{th(j-l)} (°C/W)	Mass (g)	Fig.		
RU 2YX	100	1.5	30	-40 to +150		0.95	1.5	10	300	0.2	10/10	0.08	10/20	15	0.4	Ⓐ
RU 20A	600	1.5	50			1.1	1.5	10	350	0.4	100/100	0.18	100/200	15	0.4	
RU 3	400	1.5	20			1.5	1.5	10	400	0.4	10/10	0.18	10/20	12	0.6	Ⓑ
RU 3A	600					1.0										
RU 3B	800	1.1				2.5	1.5									
RU 3C	1000	1.5														

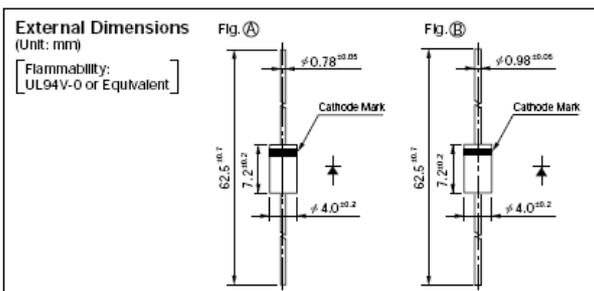
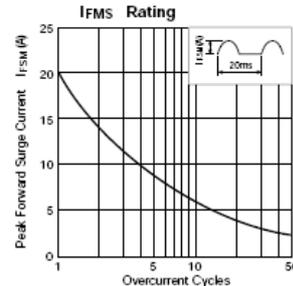
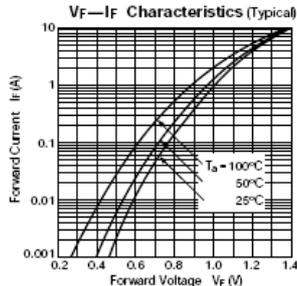
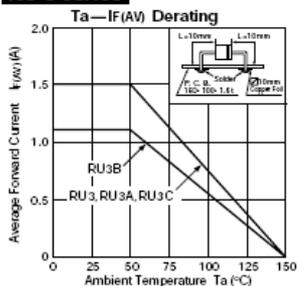
RU 2YX



RU 20A



RU 3 series



A – 5 PIC 16F628



PIC16F627A/628A/648A

18-pin FLASH-Based 8-Bit CMOS Microcontrollers

High Performance RISC CPU:

- Operating speeds from DC - 20 MHz
- Interrupt capability
- 8-level deep hardware stack
- Direct, Indirect and Relative Addressing modes
- 35 single word instructions
 - All instructions single cycle except branches

Special Microcontroller Features:

- Internal and external oscillator options
 - Precision Internal 4 MHz oscillator factory calibrated to $\pm 1\%$
 - Low Power Internal 37 kHz oscillator
 - External Oscillator support for crystals and resonators.
- Power saving SLEEP mode
- Programmable weak pull-ups on PORTB
- Multiplexed Master Clear/Input-pin
- Watchdog Timer with independent oscillator for reliable operation
- Low voltage programming
- In-Circuit Serial Programming™ (via two pins)
- Programmable code protection
- Brown-out Reset
- Power-on Reset
- Power-up Timer and Oscillator Start-up Timer
- Wide operating voltage range. (2.0 - 5.5V)
- Industrial and extended temperature range
- High Endurance FLASH/EEPROM Cell
 - 100,000 write FLASH endurance
 - 1,000,000 write EEPROM endurance
 - 100 year data retention

Low Power Features:

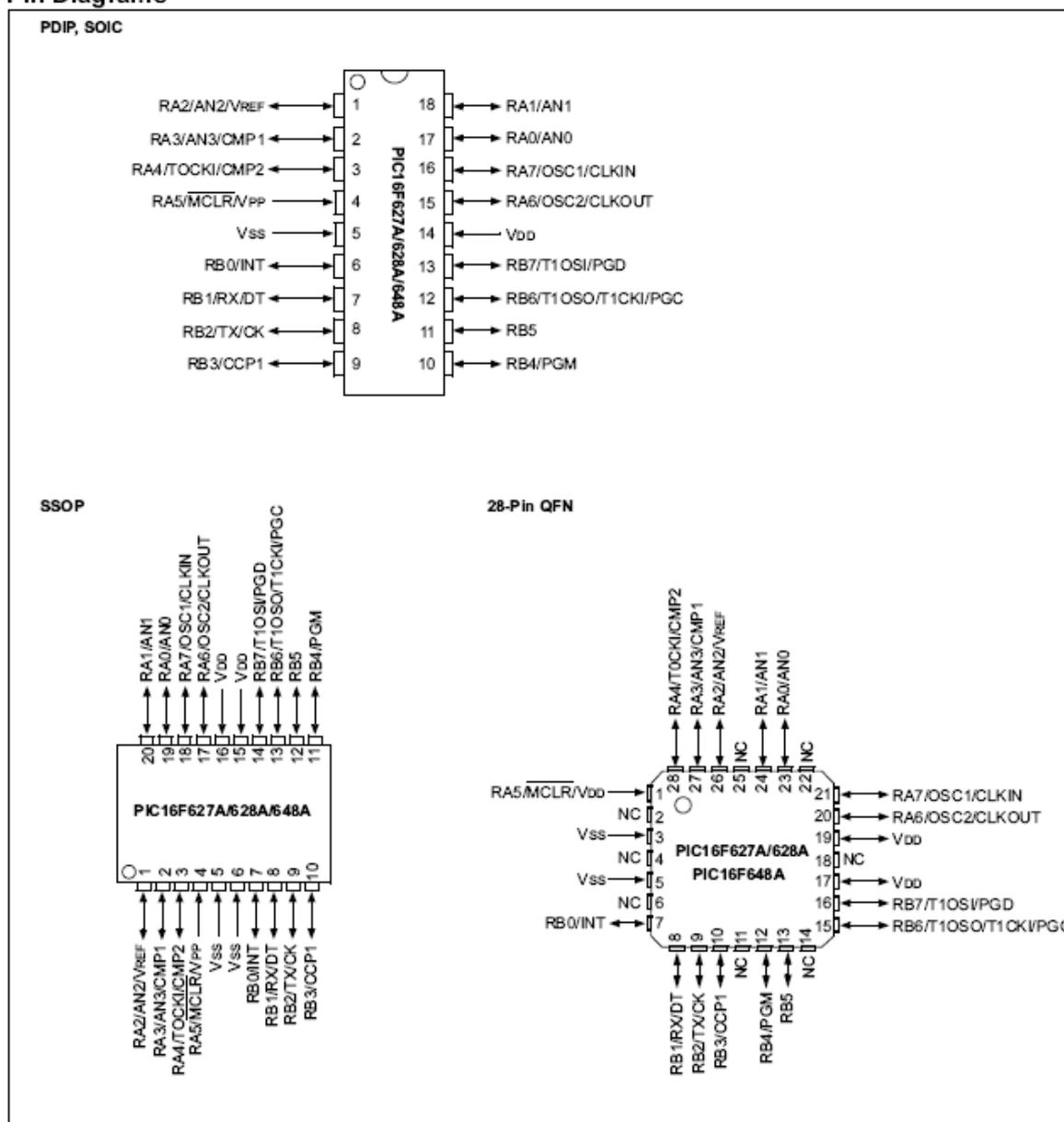
- Standby Current:
 - 100 nA @ 2.0V, typical
- Operating Current:
 - 12 μA @ 32 kHz, 2.0V, typical
 - 120 μA @ 1 MHz, 2.0V, typical
- Watchdog Timer Current
 - 1 μA @ 2.0V, typical
- Timer1 oscillator current:
 - 1.2 μA @ 32 kHz, 2.0V, typical
- Dual Speed Internal Oscillator:
 - Run-time selectable between 4 MHz and 37 kHz
 - 4 μs wake-up from SLEEP, 3.0V, typical

Peripheral Features:

- 16 I/O pins with individual direction control
- High current sink/source for direct LED drive
- Analog comparator module with:
 - Two analog comparators
 - Programmable on-chip voltage reference (VREF) module
 - Selectable internal or external reference
 - Comparator outputs are externally accessible
- Timer0: 8-bit timer/counter with 8-bit programmable prescaler
- Timer1: 16-bit timer/counter with external crystal/clock capability
- Timer2: 8-bit timer/counter with 8-bit period register, prescaler and postscaler
- Capture, Compare, PWM module
 - 16-bit Capture/Compare
 - 10-bit PWM
- Addressable Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/Transmitter USART/SCI

Device	Program Memory	Data Memory		I/O	CCP (PWM)	USART	Comparators	Timers 8/16-bit
	FLASH (words)	SRAM (bytes)	EEPROM (bytes)					
PIC16F627A	1024	224	128	16	1	Y	2	2/1
PIC16F628A	2048	224	128	16	1	Y	2	2/1
PIC16F648A	4096	256	256	16	1	Y	2	2/1

Pin Diagrams



A – 6 IRF640 MOSFET

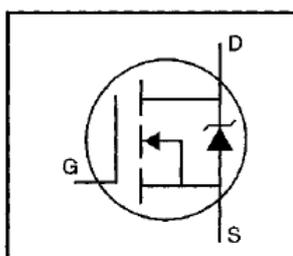
International
IR Rectifier

PD-9.374C

IRF640

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$$V_{DSS} = 200V$$

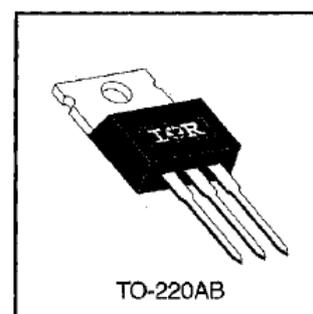
$$R_{DS(on)} = 0.18\Omega$$

$$I_D = 18A$$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.

**Absolute Maximum Ratings**

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	18	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	11	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	72	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	125	W
	Linear Derating Factor	1.0	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	580	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	18	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	13	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
T_{STG}			
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1 N·m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	1.0	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	62	

IRF640

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	200	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.29	—	V/ $^\circ\text{C}$	Reference to 25°C , $I_D=1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.18	Ω	$V_{GS}=10V, I_D=11A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	6.7	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=11A$ ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS}=200V, V_{GS}=0V$
		—	—	250		$V_{DS}=160V, V_{GS}=0V, T_J=125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS}=-20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	70	nC	$I_D=18A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	13		$V_{DS}=160V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	39		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	14	—	ns	$V_{DD}=100V$
t_r	Rise Time	—	51	—		$I_D=18A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	45	—		$R_G=9.1\Omega$
t_f	Fall Time	—	36	—		$R_D=5.4\Omega$ See Figure 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	1300	—	pF	$V_{GS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	430	—		$V_{DS}=25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	130	—		$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

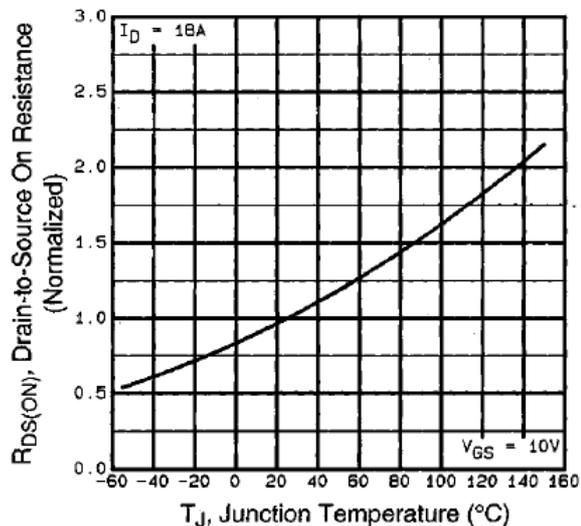
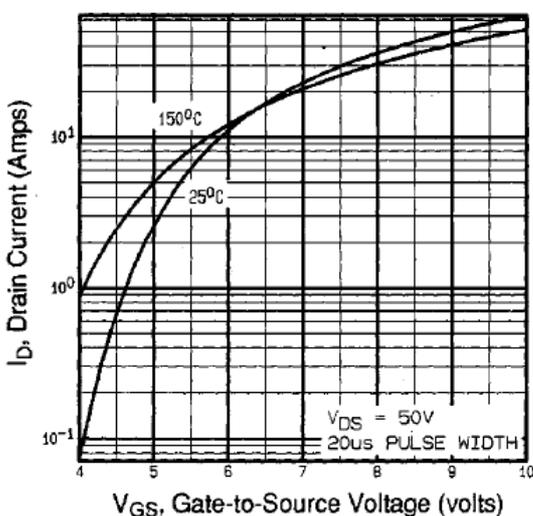
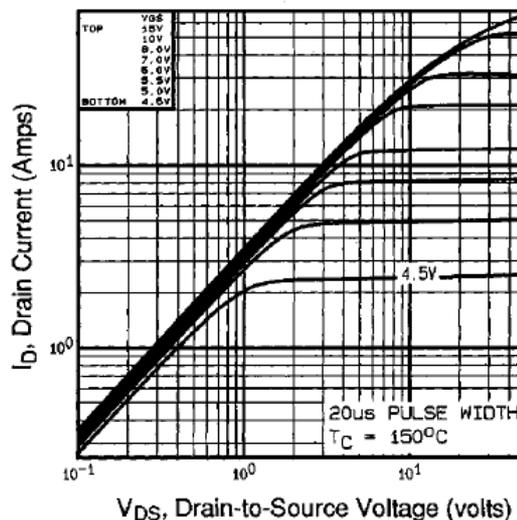
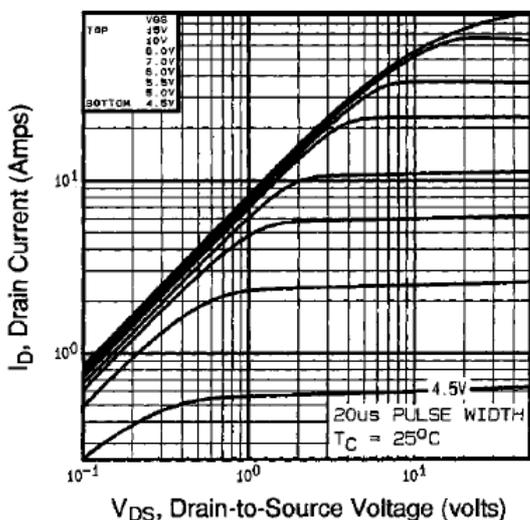
	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	18	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	72		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	2.0	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=18A, V_{GS}=0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	300	610	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=18A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	3.4	7.1	μC	$di/dt=100A/\mu s$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② $V_{DD}=50V$, starting $T_J=25^\circ\text{C}$, $L=2.7\text{mH}$, $R_G=25\Omega$, $I_{AS}=18A$ (See Figure 12)
- ③ $I_{SD}\leq 18A$, $di/dt\leq 150A/\mu s$, $V_{DD}\leq V_{(BR)DSS}$, $T_J\leq 150^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.



IRF640



IRF640

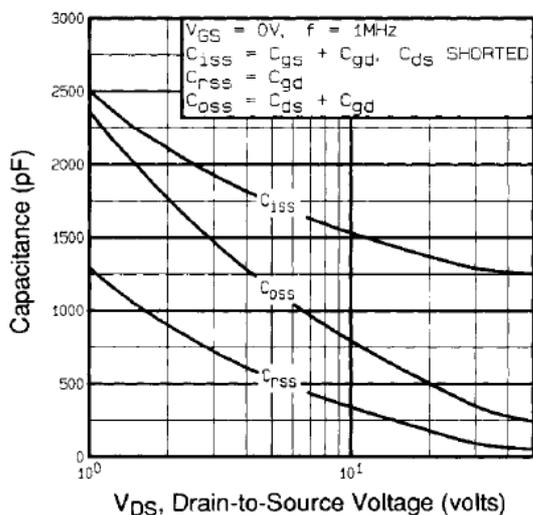


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

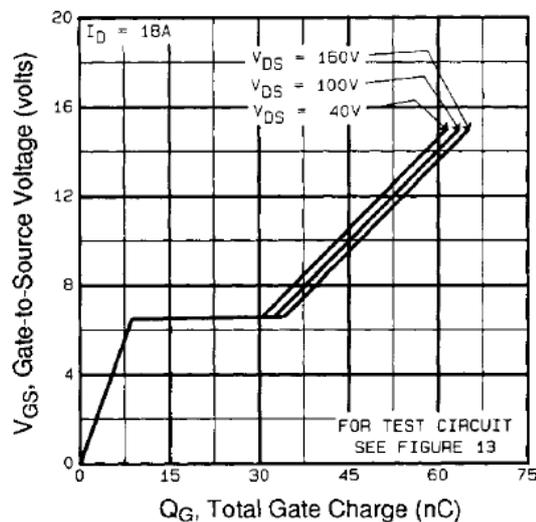


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

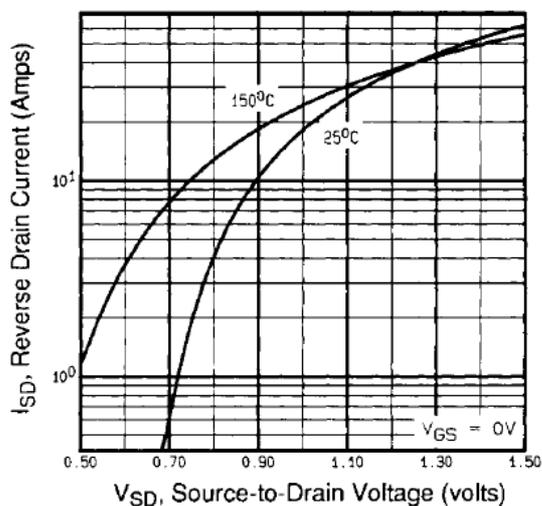


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

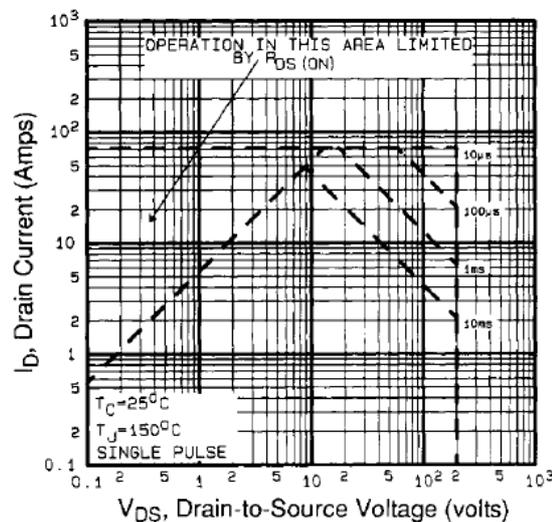


Fig 8. Maximum Safe Operating Area



IRF640

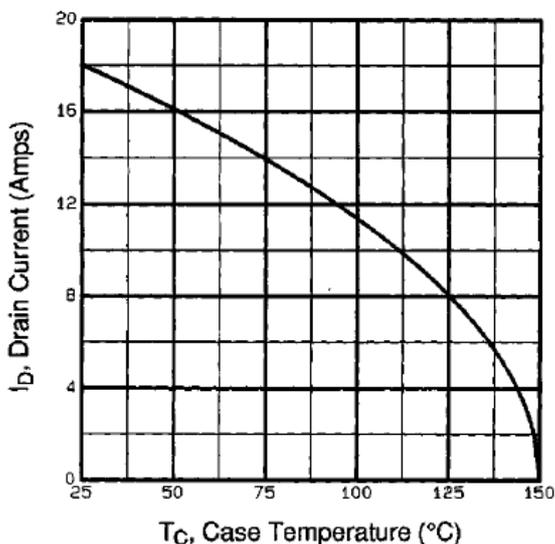


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

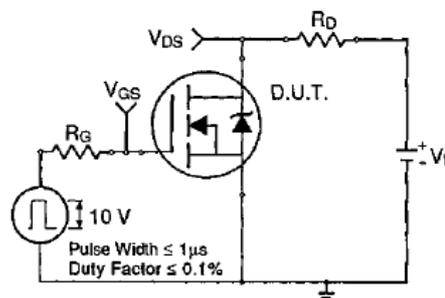


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

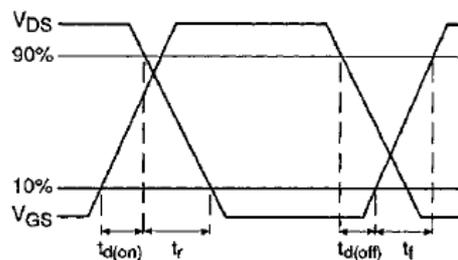


Fig 10b. Switching Time Waveforms

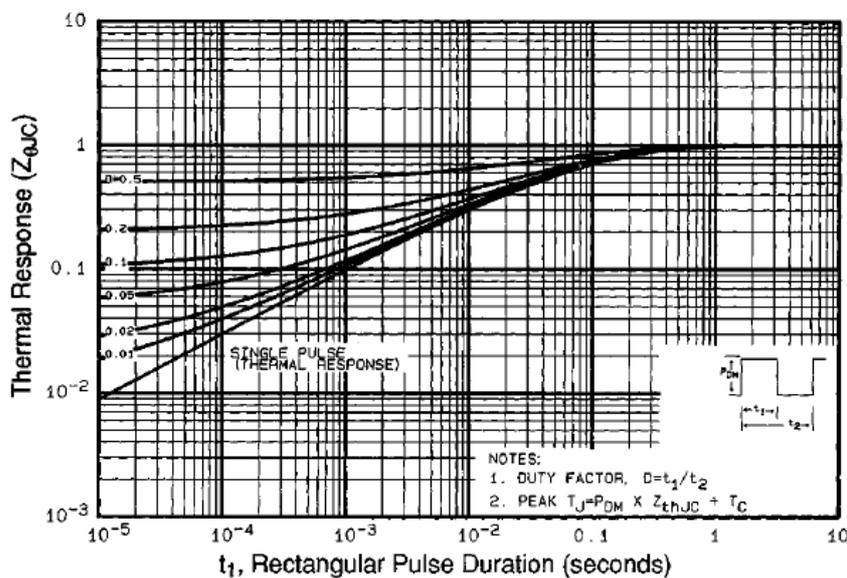


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

IRF640

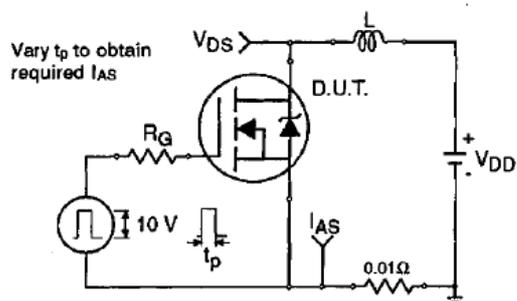


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

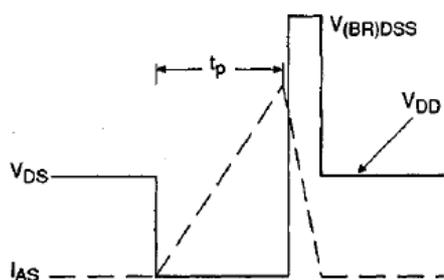


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

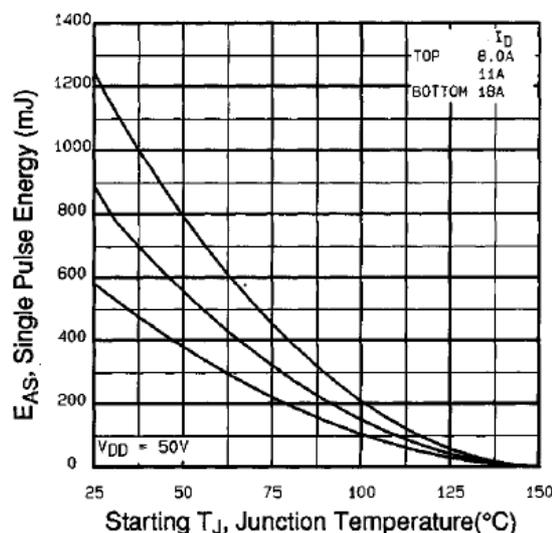


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

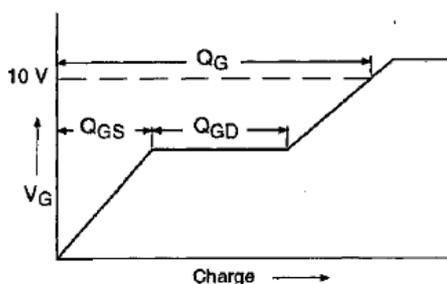


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

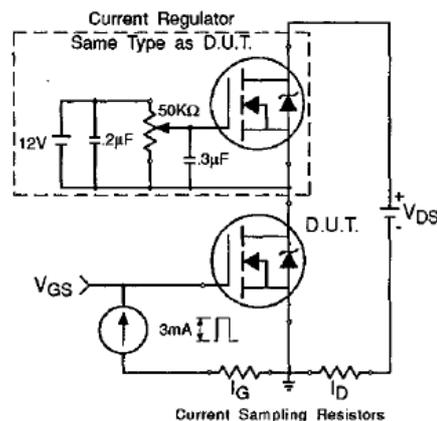


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1509

Appendix C: Part Marking Information – See page 1516

Appendix E: Optional Leadforms – See page 1525

**International
IR Rectifier**

ANEXO B

Código Fuente del Programa implementado en LabVIEW

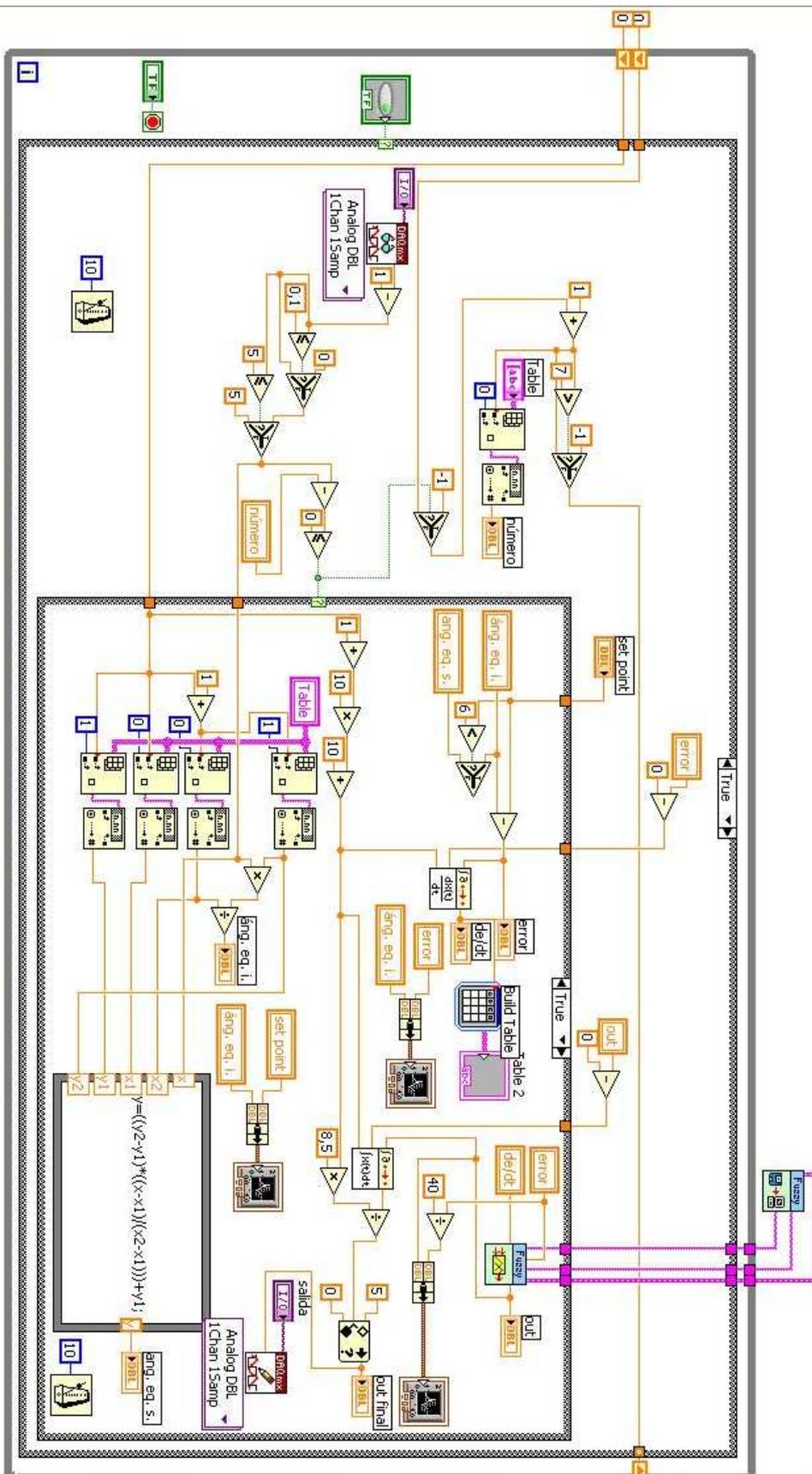


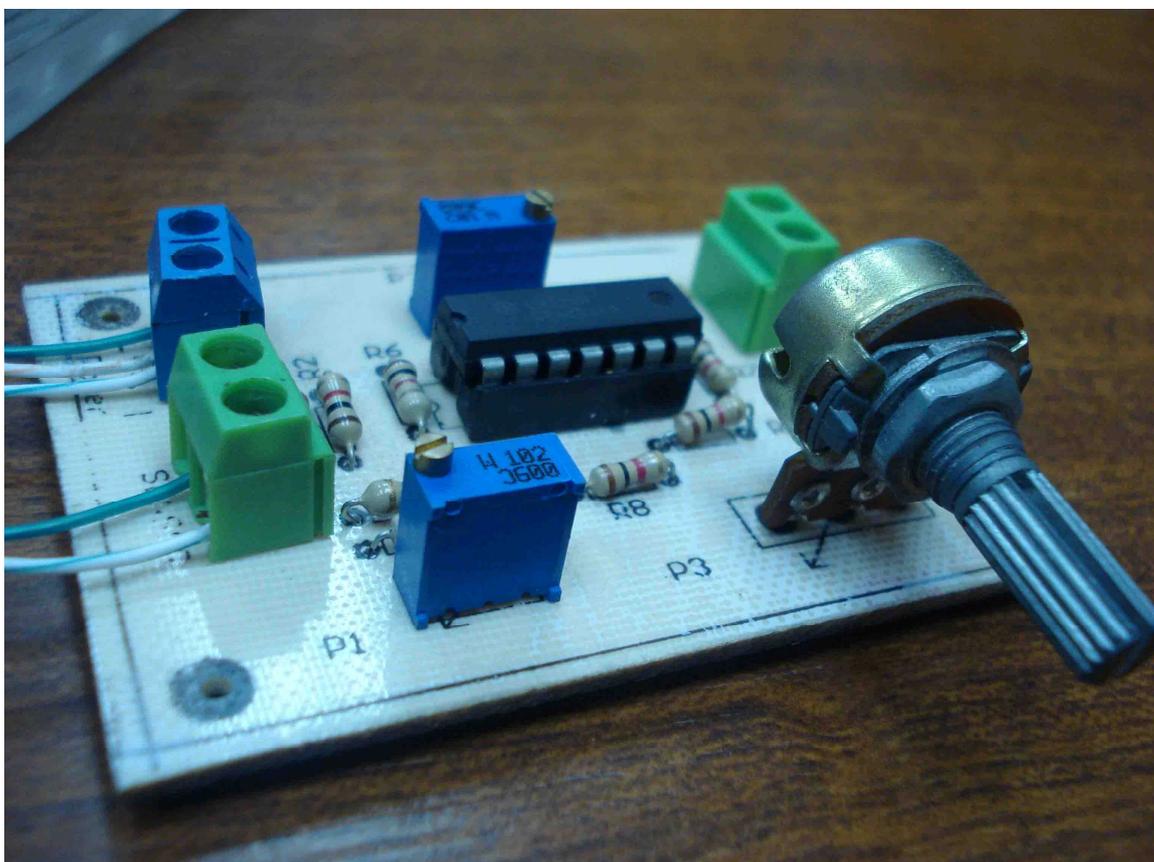
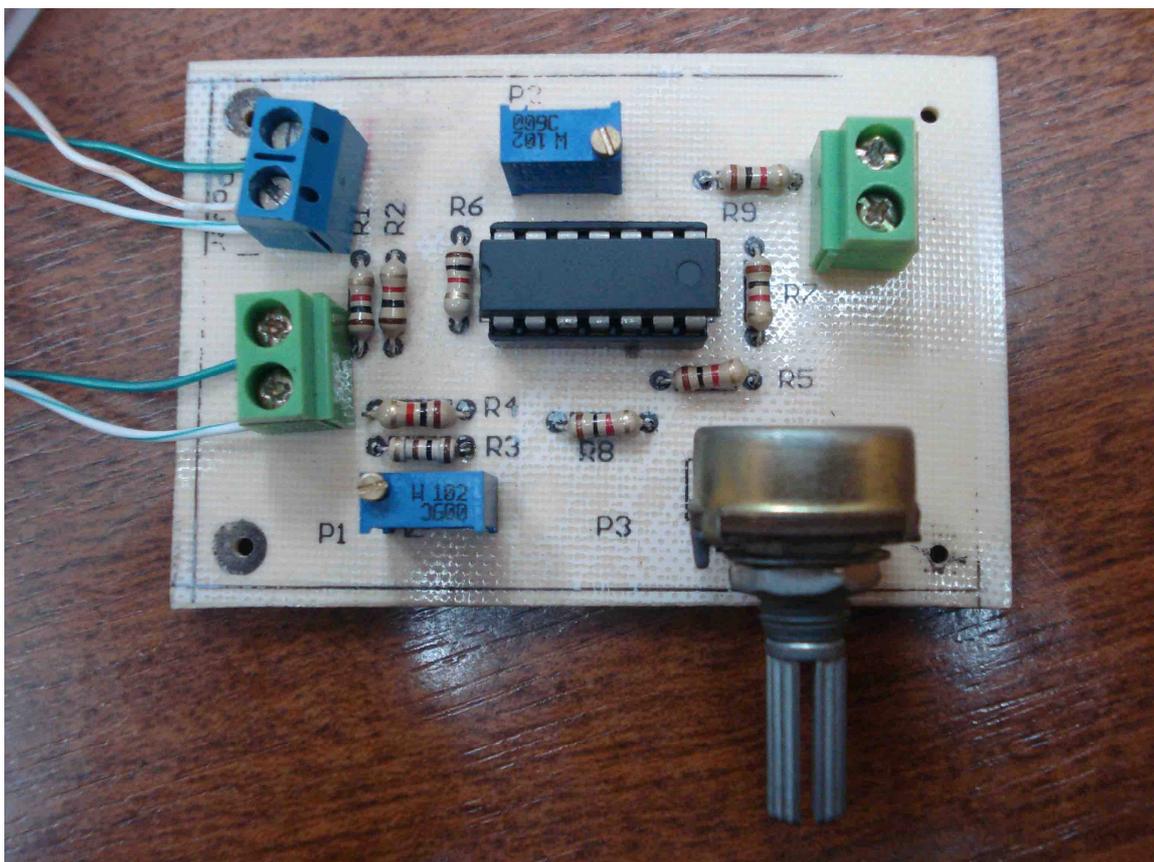
Tabla A.1.- Diagrama de Bloques del programa implementado.

- Con 8 datos en la tabla hay máximo 7 periodos de tiempo para el valor más alto y 1 periodo de tiempo para el valor más bajo de entrada (n = [1,7])
- El valor de salida del PC debe estar entre -1 y 1, con lo que el valor máximo que puede tener el $dt = T \cdot \text{retardo}$
- El out final es el valor que va a la tarjeta de adquisición de datos para la potencia
- Si se incrementa el tiempo de muestreo, ó se coloca algún retardo adicional, hay que escalar también el dt

ANEXO C

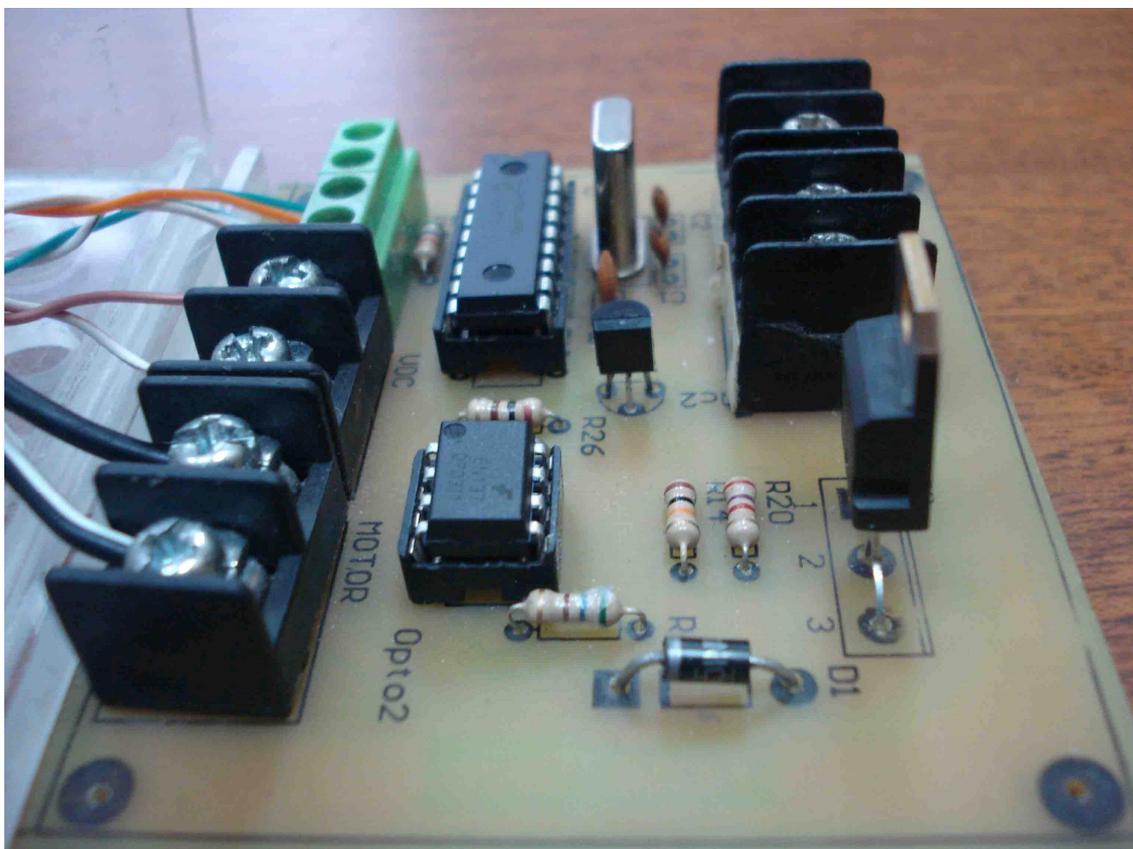
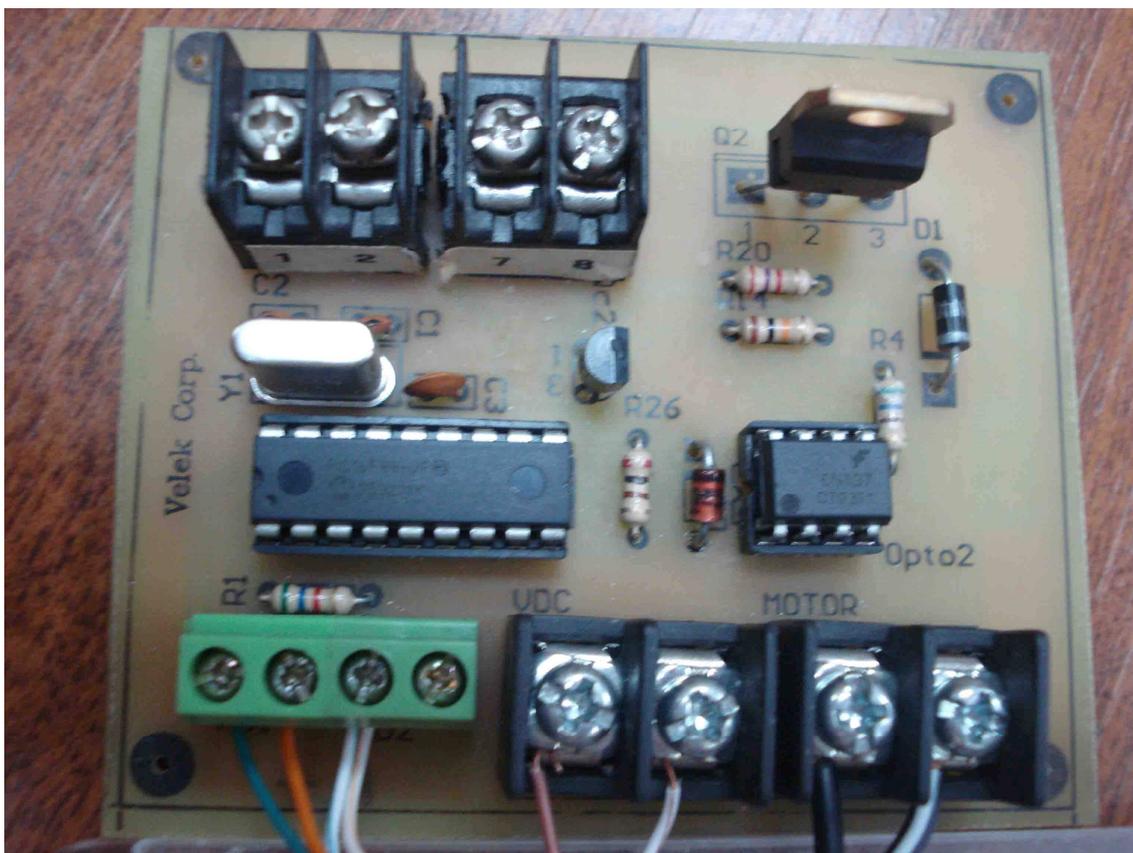
Fotos y Diagramas Esquemáticos de las placas de los Circuitos Implementados.

C - 1 CIRCUITO ACONDICIONADOR



**C – 2 DIAGRAMA ESQUEMATICO DE LA PLACA DEL
CIRCUITO ACONDICIONADOR**

C – 3 CIRCUITO DE POTENCIA



C – 4 DIAGRAMA ESQUEMATICO DE LA PLACA DEL CIRCUITO DE POTENCIA

